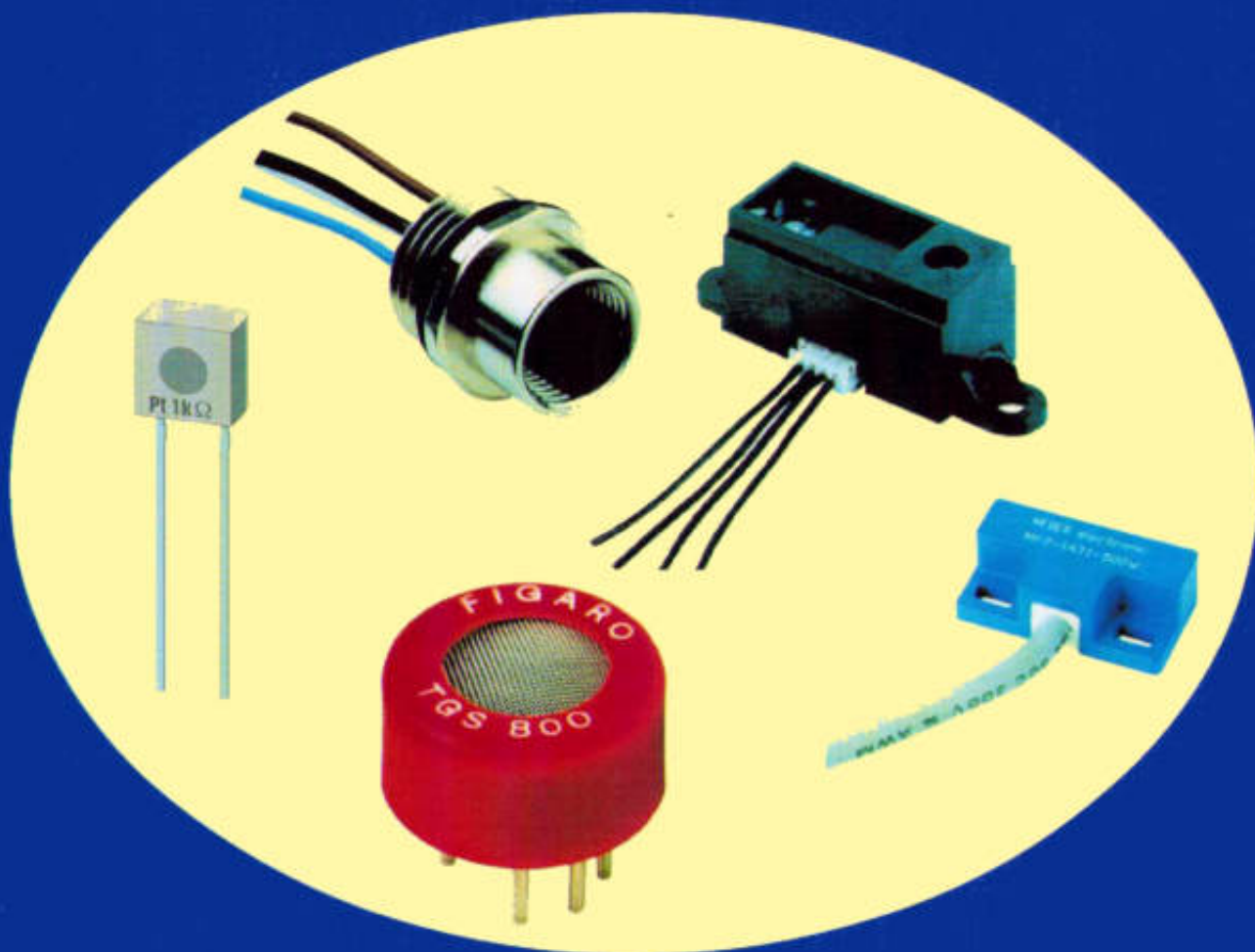


# Groot elektronische sensoren boek

Jos Verstraten

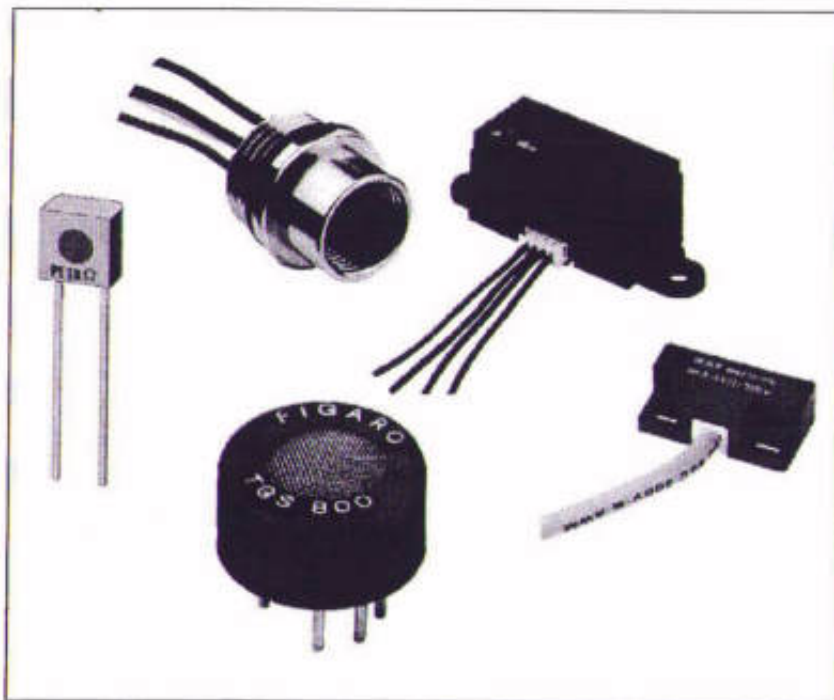


Hall-effect sensoren, magneto-resistieve sensoren, vocht- en vloeistofniveau sensoren, druk sensoren, temperatuur sensoren, thermokoppel versterkers, gas en rook sensoren, kantel sensoren, sensoren voor afstandsmetingen, pyro-elektrische sensoren

Vego



# Groot elektronische sensoren boek



**Jos Verstraten**

**Vego** vof

Vego vof, Postbus 32.014, 6370 JA Landgraaf (NL), [vego\\_vof@compuserve.com](mailto:vego_vof@compuserve.com), [www.vego.nl](http://www.vego.nl)

<b>Auteur</b>	Jos Verstraten, Landgraaf (NL)
<b>Uitgever</b>	Vego vof Postbus 32.014, 6370 JA Landgraaf (NL) E-mail vego_vof@compuserve.com Telefoon 045-533.22.00 Fax 045-533.22.02
<b>ISBN</b>	90-805610-1-0
<b>NUR</b>	959
<b>SISO</b>	663.14
<b>Eerste druk</b>	april 2002
<b>Tweede druk</b>	augustus 2003
<b>Derde druk</b>	november 2004

#### **DISCLAIMER**

Auteur en uitgever zijn zich volledig bewust van hun taak een zo betrouwbaar mogelijke uitgave te verzorgen. Voor eventueel in deze uitgave voorkomende onjuistheden kunnen zij echter geen aansprakelijkheid aanvaarden.

© 2004, Vego VOF, Landgraaf

Behoudens de in/of krachtens de auteurswet 1912 vastgestelde uitzonderingen mag niets uit deze uitgave worden verveelvoudigd en/of openbaar gemaakt door middel van druk, fotokopie, microfilm, software of op welke andere manier dan ook, zonder voorafgaandelijke schriftelijke toestemming van Vego vof, gevestigd te Landgraaf (NL), die daartoe met uitzondering van ieder ander door de auteursrechthebbende(n) is gemachtigd.



## Voorwoord

**Uw onontbeerlijke gids  
door het land der  
sensoren**

Sensoren zijn niet meer weg te denken uit de moderne elektronica! Immers, steeds meer fysische processen worden elektronisch gecontroleerd en geregeld. Zonder sensoren zou dit niet mogelijk zijn.

**Sensor kennis  
onontbeerlijk**

Voor iedere elektronicus, beroeps of hobbyist, is basiskennis over werking en functie van sensoren onontbeerlijk! Vego VOF heeft het initiatief genomen die basiskennis op een gemakkelijk toegankelijke manier samen te bundelen in één publicatie: Vego's "Groot elektronische sensoren boek".

**Vego's "Know it All"  
brochures gebundeld**

Vego's "Groot elektronische sensoren boek" is een samenbundeling van de bekende "Know it All" brochures uit de reeks 03-04-xx van dezelfde uitgever. Door deze brochures samen te vatten in één boek zijn wij in staat deze informatie veel goedkoper aan te bieden.

**Praktijkgericht**

Het "Groot elektronische sensoren boek" is volledig op de praktijk toegeschreven. Van alle soorten sensoren worden de fysische werkingsprincipes beschreven, de toepassingsbereiken, de leverbare typen en talloze voorbeeldschakelingen.

**Sensoren die  
behandeld worden**

Het "Groot elektronische sensoren boek" behandelt de volgende sensoren:

- Druk sensoren  
toepassing in barometers en hoogtemeters
- Gas en rook sensoren  
toepassing in brandmelders
- Hall-effect sensoren  
toepassing bij het tellen van voorwerpen
- Kantel sensoren  
toepassing in inbraak alarmen
- Magneto-resistieve sensoren  
toepassing bij het meten van stromen en verplaatsingen
- Pyro-elektrische sensoren  
toepassing in inbraak alarmen
- Analoge temperatuur sensoren  
toepassing in CV-regelingen
- Thermokoppel versterkers  
toepassing in oven regelingen
- Sensoren voor afstandsmetingen  
toepassing in de bouw en verbouw
- Vocht en vloeistofniveau sensoren  
toepassing bij vul systemen

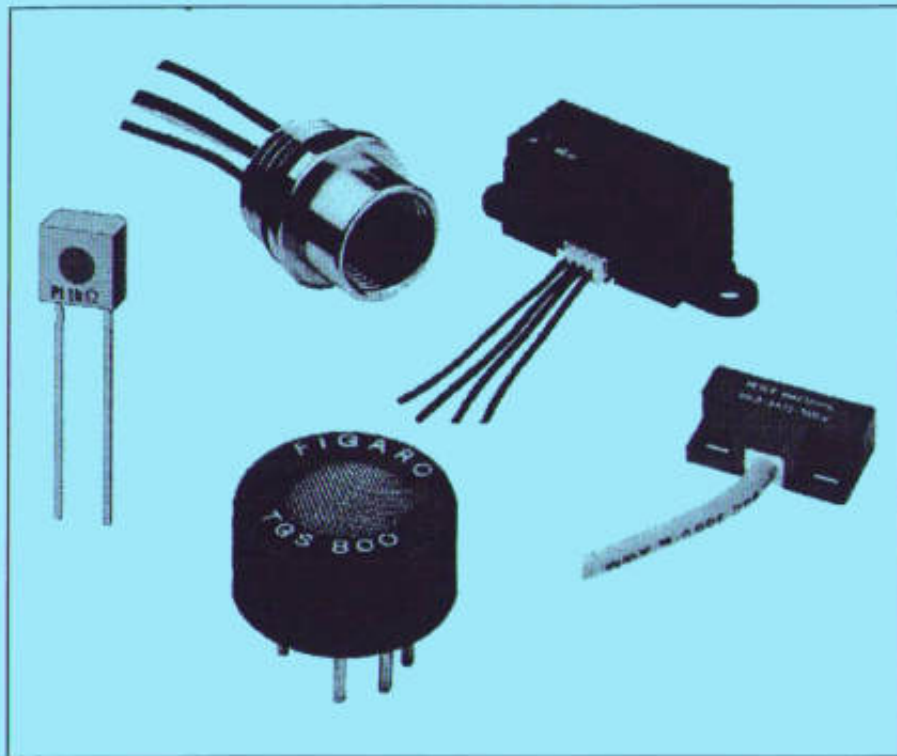
**Een must voor iedere  
elektronicus**

Het "Groot elektronische sensoren boek" is een must voor iedereen die met elektronica te maken heeft, als beroep, studie of hobby!

*Jos Verstraten  
november 2004*



# Groot elektronische sensoren boek



Deel 1  
Hall-effect  
sensoren





## Weringsprinsipes

**Inleiding** Hall-effect sensoren zijn geïntegreerde schakelingen die de aanwezigheid van een magnetisch veld detecteren. Dit veld uit zich onder de vorm van een magnetische inductie B en het is deze inductie die in het gevoelige element in de IC's, een Hall-generator, een kleine spanning opwekt.

Dit effect is vrij lineair en het is dus mogelijk schakelingen te ontwerpen die de absolute grootte van de magnetische inductie omzetten in een evenredige spanning. Deze schakelingen worden in deze brochure sensoren met proportionele uitgang genoemd.

De meeste Hall-sensoren zijn intern echter als schakelaar uitgevoerd. Na versterking wordt de Hall-spanning aangeboden aan een comparator of een Schmitt-trigger. De uitgang zal alleen reageren als de Hall-spanning en dus de magnetische inductie een bepaalde waarde overschrijdt. Deze schakelingen worden in deze brochure schakelaar-sensoren genoemd. Dergelijke IC's worden toegepast voor het contactloos registreren van verschijnselen. Als men een schakelaar-sensor in het magnetisch veld van een permanente magneet opstelt en dit veld onderbreekt door een sluiters uit een magnetisch absorberend metaal zoals zacht ijzer, dan zal de sensor een uitgangsspanning opwekken als de sluiters of onderbreker zich niet tussen de magneet en de sensor bevindt en geen uitgangsspanning genereren als de sluiters wordt verplaatst naar een positie tussen de magneet en de sensor.

Op deze manier kan men voorwerpen tellen, de omtreksnelheid van wielen berekenen, enzoverder.

**Ingebouwde magneet** Er is een aantal Hall-sensoren verkrijgbaar, waarbij het permanente magneetje dat verantwoordelijk is voor het opwekken van de magnetische inductie in de behuizing is ondergebracht. In de meeste gevallen zitten deze schakelingen in een vork-achtige behuizing, waarbij het magneetje in de ene en de Hall-schakeling in de andere tand is aangebracht. In de spleet die zich tussen beide tanden bevindt kan de zacht ijzer sluiters of onderbreker worden heen en weer bewogen. Deze schakelingen worden in deze brochure onderbrekings-schakelaars genoemd.

**Magnetische grootheden** De basis-grootte van alle magnetische verschijnselen is de magnetische flux of stroom, uitgedrukt in Weber (Wb) of Volt-seconde (Vs).

De magnetische flux wordt als volgt gedefinieerd. Stel dat één winding is aangebracht in een magnetisch veld. Als de magnetische flux van dit veld gedurende één seconde gelijkmatig over één eenheid varieert zal er in de winding een spanning van 1 V worden geïnduceerd.

Uit deze definitie volgt onmiddellijk de formule:

$$1 \text{ Wb} = 1 \text{ V} \cdot 1 \text{ s}$$

De magnetische inductie B wordt gedefinieerd als de dichtheid van een magnetische flux. De genormaliseerde eenheid voor de inductie is de Tesla (T). Deze wordt als volgt gedefinieerd. De magnetische inductie is gelijk aan 1 T als een gelijkmatige magnetische flux van 1 Wb loodrecht invalt op een oppervlak van 1 m<sup>2</sup>.

Uit deze definitie volgt de formule voor het berekenen van de magnetische inductie:

$$1 \text{ T} = 1 \text{ Wb/m}^2 = 1 \text{ Vs/m}^2$$



De magnetische veldsterkte werd vroeger ook in Gauss uitgedrukt, waarbij het verband:

$$1 \text{ G} = 10^{-4} \text{ T}$$

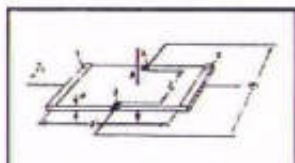
geldt.

### Principe van de Hall-generator

Alle magnetische sensor-IC's werken met een Hall-generator als basis. Een Hall-generator is een onderdeel dat een gelijkspanning genereert waarvan de grootte afhankelijk is van de sterkte van de magnetische inductie die op het onderdeel invalt.

De principiële opbouw van een Hall-generator is getekend in figuur 1.

**Figuur 1**  
Principiële  
samenstelling van  
een Hall-generator



Uit een halfgeleider, in de meeste gevallen Indiumantimoon InSb, wordt een dunne folie gemaakt. Aan twee tegenover elkaar liggende zijden worden brede contactstrippen 1 en 2 aangebracht. Aan de twee overige zijden worden kleine contactpunten 3 en 4 gemonteerd. De strippen 1 en 2 worden opgenomen in een schakeling die een constante stroom door de folie stuurt. Deze stroom  $I_1$  heeft tot gevolg dat er in de halfgeleidende folie elektronen van 2 naar 1 gaan migreren.

Zonder extern magnetisch veld volgen deze elektronen de kortste weg door de folie en is het plaatje elektrisch in evenwicht.

Brengt men echter een magnetische inductie  $B$  loodrecht op het plaatje aan, dan zullen de elektronen als gevolg van de Lorentzkracht worden afgebogen op hun weg tussen de strippen 2 en 1. Afhankelijk van de richting van het magnetische veld zullen de elektronen of naar contactpunt 3 of naar contactpunt 4 worden afgebogen. Het gevolg is dat er over het plaatje een elektrisch veld ontstaat, dat tussen de punten 3 en 4 een kleine gelijkspanning opwekt.

### Hall-spanning

Deze spanning  $U_2$  noemt men de Hall-spanning en de grootte van deze spanning is evenredig met de sterkte van het elektrische veld in de halfgeleidende folie. Omdat dit veld op haar beurt weer afhankelijk is van de sterkte van het magnetische veld kan men concluderen dat de grootte van de Hall-spanning recht evenredig is met de grootte van de loodrecht op het plaatje invallende magnetische inductie  $B$ .

De grootte van de Hall-spanning wordt gegeven door de uitdrukking:

$$U_2 = [R_h \cdot I_1 \cdot B] / d$$

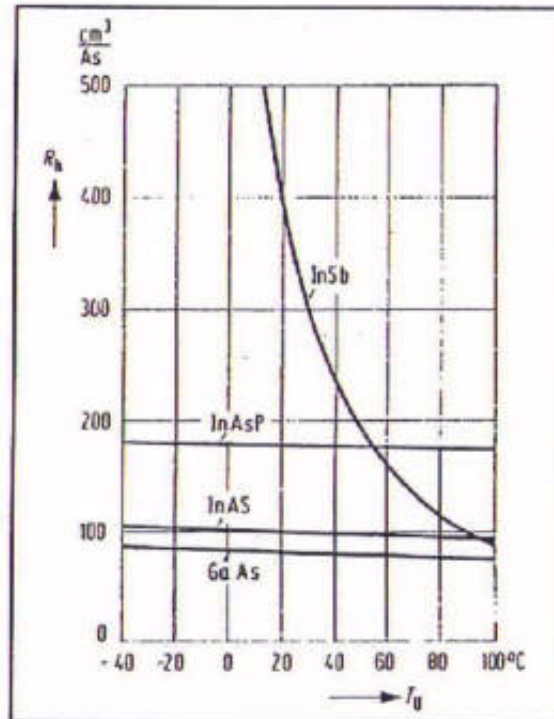
waarbij  $d$  de dikte van de folie voorstelt,  $I_1$  de grootte van de constante stroom,  $B$  de sterkte van de magnetische inductie en  $R_h$  een materiaal-constante is die Hall-constante wordt genoemd. Deze constante is niet alleen afhankelijk van het soort halfgeleider waaruit de folie gemaakt is, maar ook van de temperatuur. In figuur 2 is het verloop van de waarde van deze constante in functie van de temperatuur voor enige bruikbare halfgeleiders getekend.

### Hall-spanning versus stroom

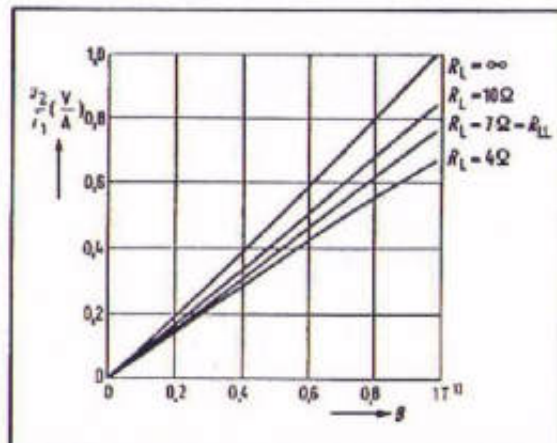
De Hall-spanning  $U_2$  is uiteraard niet alleen afhankelijk van de grootte van de magnetische inductie  $B$ , maar ook van de grootte

van de stroom  $I_1$ . Om toch een eenduidige relatie te kunnen opstellen tussen spanning en inductie werkt men vaak met de zogenaamde genormaliseerde Hall-spanning. Dit is een grootheid die berekend wordt door de effectieve Hall-spanning te delen door de stroom  $I_1$  en deze hulp-grootheid uit te zetten tegen de inductie. In figuur 3 is deze genormaliseerde Hall-spanning, uitgedrukt in  $V/A$ , uitgezet in functie van de magnetische inductie (uitgedrukt in Tesla) voor verschillende waarden van de belastingsweerstand  $R_L$  die men parallel schakelt over de Hall-generator.

**Figuur 2**  
Afhankelijkheid van  
de Hall-constante van  
de temperatuur



**Figuur 3**  
Genormaliseerde  
uitgangsspanning  
van een  
Hall-generator in  
functie van de  
magnetische  
inductie  $B$



Wel moet bij deze grafiek opgemerkt worden dat inductie-waarden in de grootte-orde van tienden van een Tesla in de praktijk niet erg vaak zullen voorkomen! Praktische inducties liggen eerder in de grootte-orde van enige tientallen mT.

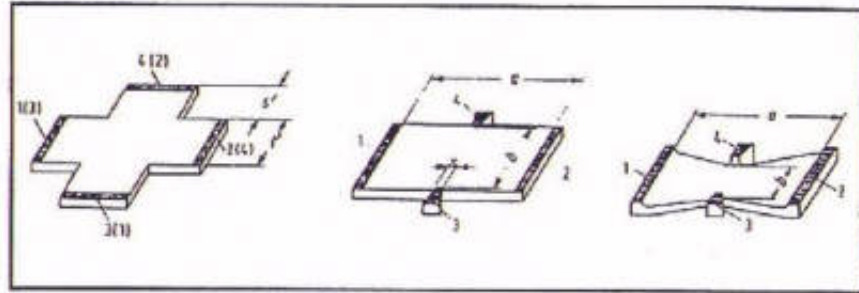
**Praktische  
uitvoeringen van  
Hall-generatoren**

De halfgeleidende folie die de Hall-generator vormt kan volgens verschillende geometrische vormen worden gefabriceerd. In figuur 4 zijn enige vaak voorkomende uitvoeringen geschetst.





**Figuur 4**  
Praktische  
uitvoeringsvormen  
van Hall-generatoren



De kruisvormige uitvoering wordt gekenmerkt door een grote gevoeligheid, terwijl de rechthoekige een grote Hall-spanning genereert. De vlindervormige Hall-generator wordt voornamelijk toegepast voor het meten van intensieve, maar smalle bundels magnetische inductie.

**Fabricage** De folie wordt volgens een van onderstaande technologieën gefabriceerd:

– **Kristallijn**

De folie wordt door middel van mechanische bewerkingen uit een halfgeleider kristal gemaakt, waarbij dikten tussen de 5 en de 100  $\mu\text{m}$  mogelijk zijn.

– **Opgedampt**

Op een drager wordt een 2 á 3  $\mu\text{m}$  dikke halfgeleidende laag opgedampt. Deze Hall-generatoren zijn uitermate geschikt voor toepassingen bij extreem hoge of lage temperaturen.

– **Epitaxiaal**

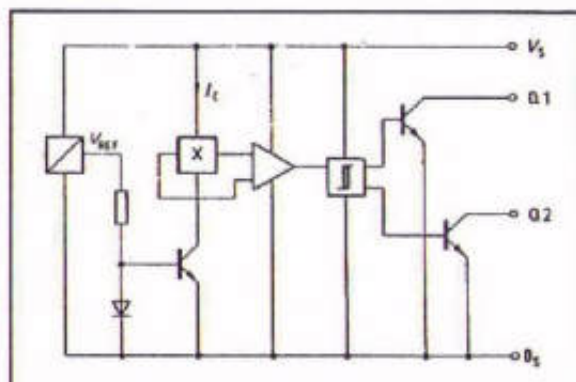
De halfgeleidende laag wordt uit een substraat gevormd door middel van de uit de normale halfgeleider-technologie bekende chemische technieken, waarbij een laagdikte van ongeveer 10  $\mu\text{m}$  haalbaar is.

– **Ionenimplantatie**

In een half-isolerende basis van halfgeleidend materiaal worden op thermische manier ionen geïmplant, waardoor de halfgeleidende laag ontstaat in de bovenste dunne schil van het basis-materiaal. Deze techniek kan gebruikt worden tot actieve laagdikten van ongeveer 0,4  $\mu\text{m}$ .

**De schakelaar-sensor** Het basisschema van een sensor-IC met magnetische schakelaar-actie is getekend in figuur 5.

**Figuur 5**  
Basisschema van  
een schakelende  
Hall-sensor



Uit de voedingsspanning wordt door middel van een referentie-bron, een diode en een transistor een constante stroom afgeleid. Deze stroom  $I_c$  wordt door de Hall-generator gestuurd. De Hall-

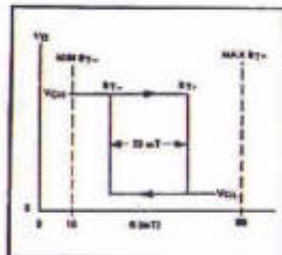


spanning wordt versterkt in een verschilversterker en de versterkte spanning wordt aan een Schmitt-trigger aangeboden.

Deze schakeling heeft een hysteresis, hetgeen wil zeggen dat de uitgangsspanning van de trigger niet alleen afhankelijk is van de momentele grootte van de ingangsspanning en dus ook van de magnetische inductie, maar ook van de daling of de stijging van deze spanning of inductie.

De transfer-karakteristiek van een Schmitt-trigger is getekend in figuur 6.

**Figuur 6**  
Transfer-karakteristiek  
van een  
Schmitt-trigger sensor



Stel dat de magnetische inductie  $B$  die op de sensor invalt groter is dan een bepaalde drempel  $B_{T+}$ . De uitgangsspanning van de Schmitt-trigger is dan laag. Stel verder dat de inductie langzaam afneemt. De uitgang blijft laag totdat de inductie kleiner wordt dan een tweede drempel  $B_{T-}$ . Op dat moment klapt de schakeling om en wordt de uitgang hoog.

Als men nu de inductie weer laat stijgen zal de uitgangsspanning echter hoog blijven totdat de inductie weer groter wordt dan de bovenste drempel  $B_{T+}$ . Het verschil tussen de twee drempels noemt men de hysteresis van de Schmitt-trigger. Deze eigenschap zorgt ervoor dat er twee duidelijke omklappunten zijn in het inductiebereik, waarop de schakeling ondubbelzinnig reageert. Kleine inductieschommelingen rond de drempels hebben geen invloed op de uitgangsspanning van de schakeling.

#### Open-collector

De Schmitt-trigger wordt afgesloten met twee identieke uitgangstrappen volgens de open-collector structuur. De belastingsweerstand moet dus extern worden aangebracht tussen de voedingspanning en de uitgang van de sensor. Deze open-collector voorziening heeft als voordeel dat men de uitgangen van verschillende sensoren door middel van weerstanden en dioden kan opnemen in een matrix, zodat het mogelijk is zonder extra IC's eenvoudige decoders rond de uitgangen samen te stellen.

#### De proportionele magnetische sensor

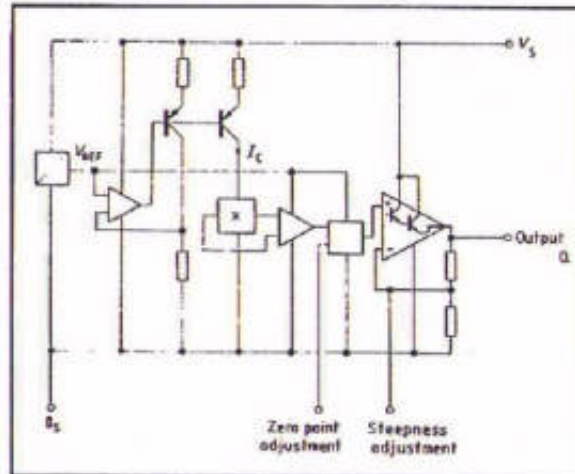
Het basisschema van een magnetische sensor met proportionele uitgang is getekend in figuur 7.

Ook nu wordt uit de voedingspanning een constante stroom  $I_C$  afgeleid. Maar omdat er nu veel hogere eisen aan de constantheid van deze stroom worden gesteld (vergeet niet dat de Hall-spanning ook afhankelijk is van de grootte van de stroom die door de Hall-generator wordt gestuurd) is de schakeling van de stroombron uitgebreid. De uitgang van de Hall-generator wordt weer aangeboden aan een verschilversterker. Omdat men in de meeste gevallen weinig kan beginnen met een differentiële spanning wordt de verschilversterker gevolgd door een trap waarin de differentiële uitgangsspanning van de versterker wordt omgezet in een unipolaire spanning, een spanning die gerefereerd is naar het gemeenschappelijke massapunt.



Men treft proportionele magnetische sensoren aan, waarbij in deze laatste trap voorziening zijn aangebracht voor het instellen van het nulpunt en voor het afregelen van de gevoeligheid. Bij andere proportionele sensoren moet men deze schakelingen echter extern aanbrengen.

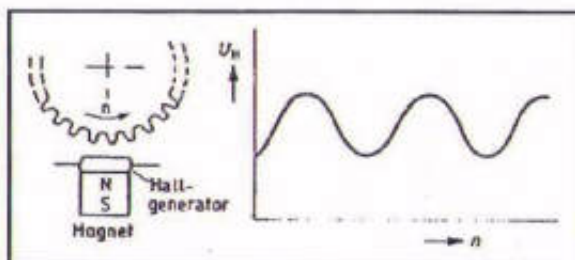
**Figuur 7**  
Basisschema van  
een proportionele  
Hall-sensor



## Toepassingen van Hall-sensoren

**Inleiding** In deze paragraaf worden enige voor de hand liggende maar ook enige minder voor de hand liggende praktische toepassingen van Hall-sensoren besproken. Het basisprincipe is steeds het zelfde. Er wordt een gesloten magnetisch systeem opgebouwd, waarbij een permanente magneet zorgt voor de magnetische inductie. De sensor is opgenomen in het magnetische veld. Zolang er niets aan de opstelling wijzigt zal de magnetische weerstand van het gesloten systeem constant zijn en zal de sensor zich in een constante inductie  $B$  bevinden. Als er echter iets verandert, bijvoorbeeld het vergroten van een luchtspleet of het in het systeem opnemen van een metalen voorwerp, dan zal het magnetische weerstand van het systeem veranderen waardoor de inductie daalt of stijgt. De sensor levert een variërende uitgangsspanning en deze spanning kan worden gebruikt voor het registreren, tellen of sturen van de specifieke toepassing.

**Figuur 8**  
Tellen van  
voorwerpen



**Tellen van voorwerpen** Een kleine permanente magneet wordt in innig contact met het sensor-IC in de nabijheid van de te tellen voorwerpen gemonteerd, zie figuur 8. In dit specifieke geval worden de tanden van een ijzeren tandwiel geteld. Als het tandwiel gaat draaien zal de luchtspleet tussen de sensor en het wiel groter worden als er geen tand voor de sensor staat en kleiner worden als er wel een tand voor de

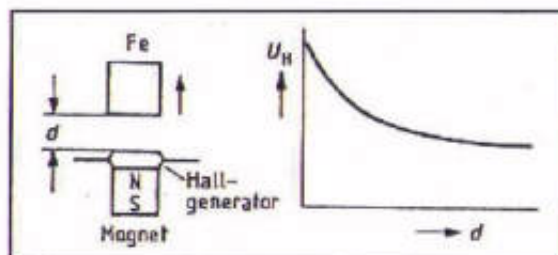


sensor staat. De wisselende magnetische inductie wekt een wisselende uitgangsspanning op, ieder maximum komt overeen met een tand voor de sensor. Op deze manier kan men ook snelheden van ronddraaiende metalen assen meten.

### Metten van afstanden

De combinatie permanente magneet en sensor-IC (figuur 9) meet de afstand  $d$  tussen het IC en een metalen voorwerp. Hoe groter de afstand, hoe groter de luchtspleet in het systeem en hoe kleiner de inductie en de uitgangsspanning van de sensor.

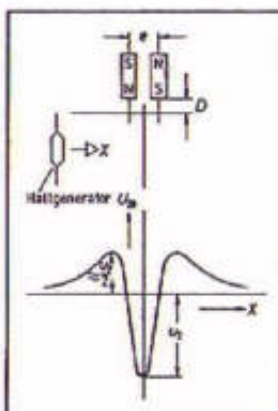
**Figuur 9**  
Het meten van een afstand



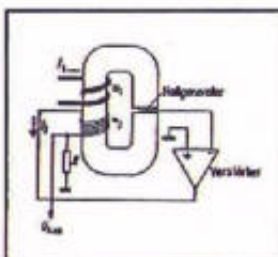
### Positioneren van voorwerpen

Twee even sterke permanente worden volgens figuur 10 opgesteld op gelijke afstanden van de plaats waarop het te positioneren voorwerp moet terecht komen. Dat voorwerp is voorzien van een Hall-sensor. Als het gevoelige oppervlak van de sensor zich precies tussen beide magneten bevindt vertoont de uitgangsspanning van het sensor-IC een duidelijk negatief maximum. Deze spanning kan via een regelsysteem een motortje zodanig aandrijven dat de sensor precies tussen beide permanente magneten wordt geplaatst.

**Figuur 10**  
Bepalen van de positie van de sensor door middel van twee identieke permanente magneten



**Figuur 11**  
Galvanisch gescheiden meten van een gelijkstroom



### Contactloos meten van stromen

De te meten stroom  $I_1$  wordt, zie figuur 11, door enige windingen gestuurd rond een magnetische kern met luchtspleet. In de luchtspleet in een Hall-sensor-IC aangebracht. De uitgangsspanning van dit IC stuurt via een verschilversterker een stroom  $I_2$  door een tweede wikkeling. De verschilversterker vergelijkt de uitgangs-

spanning van de sensor met de massa, het systeem zal dus streven naar een Hall-spanning gelijk aan 0 V.

Op dat moment is de magnetische inductie in de kern gelijk aan nul, hetgeen alleen mogelijk is als de veldsterkte die door  $I_1$  in de kern wordt gegenereerd precies gelijk is aan de (tegengestelde) veldsterkte die door de stroom  $I_2$  wordt opgewekt.

$$I_1 \cdot n_1 = I_2 \cdot n_2$$

$$I_2 = I_1 \cdot (n_1/n_2)$$

$$U_{\text{uit}} = R \cdot I_2$$

$$U_{\text{uit}} = R \cdot I_1 \cdot (n_1/n_2)$$

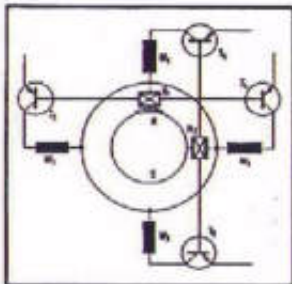
$$U_{\text{uit}} = k \cdot I_1$$

De uitgangsspanning is dus recht evenredig met de grootte van de te meten stroom  $I_1$ .

### Commutator-loze motoren

Gewone elektromotoren hebben een commutator en minstens twee koolborstels die de stroom voor het bekrachtigen van de spoel op de rotor via de koperen lamellen op de commutator overbrengen. Een bron van storingen! Door middel van magnetische sensoren kan men motoren zonder mechanische of koolcontacten ontwerpen. Het basisidee is geschetst in figuur 12.

**Figuur 12**  
Het principe van  
commutator-loze  
gelijkspannings-  
motoren



De spoel op de rotor is vervangen door een permanente magneet die in beweging wordt gezet door vier rondom de rotor opgestelde spoelen W1 tot en met W4. Twee magnetische sensoren, loodrecht ten opzichte van elkaar gemonteerd, tasten de positie van de rotor af. De sensoren sturen, uiteraard via niet getekende besturings-schakelingen, de vier spoelen zodanig dat het door de spoelen opgewekte veld 90° voorloopt op het veld van de permanente magneet in de rotor. Het gevolg is dat de rotor gaat draaien.

## Typebeschrijving

Er zijn uiteraard talloze Hall-sensoren door diverse fabrikanten ontwikkeld. Sommige zijn speciaal ontwikkeld voor de professionele markt en moeilijk verkrijgbaar. In deze brochure wordt ingegaan op goed leverbare moderne typen terwijl ook enige verouderde typen worden beschreven die men toch nog vaak in allerlei apparatuur zal aantreffen.

## HKZ101

### Beschrijving

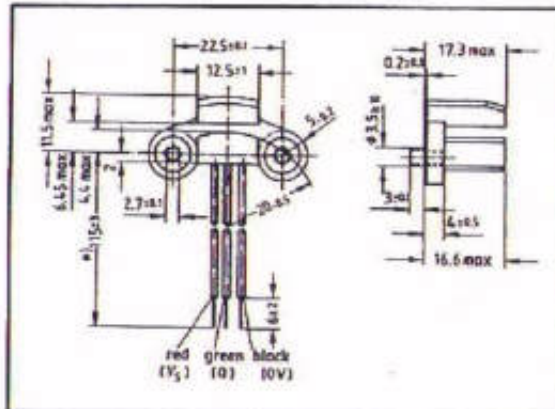
Dit speciale IC bestaat uit een Hall-effect schakeling en een op kleine afstand daarvan opgestelde permanente magneet. Tussen



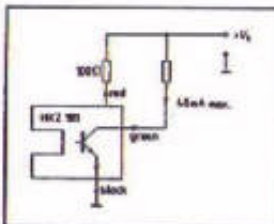


de schakeling en de magneet zit een smalle luchtspleet waarin een onderbreker uit zacht ijzer kan draaien. Voornaamste toepassing van dit IC is het gebruik in contactloze onderbrekers voor het triggeren van de ontsteking van benzinemotoren. Het IC heeft een open collector uitgang, die maximaal 40 mA kan opnemen uit de voeding. De uitgangstransistor geleidt als de onderbreker zich niet in de luchtspleet bevindt en spert als het magnetische veld door de onderbreker wordt onderbroken.

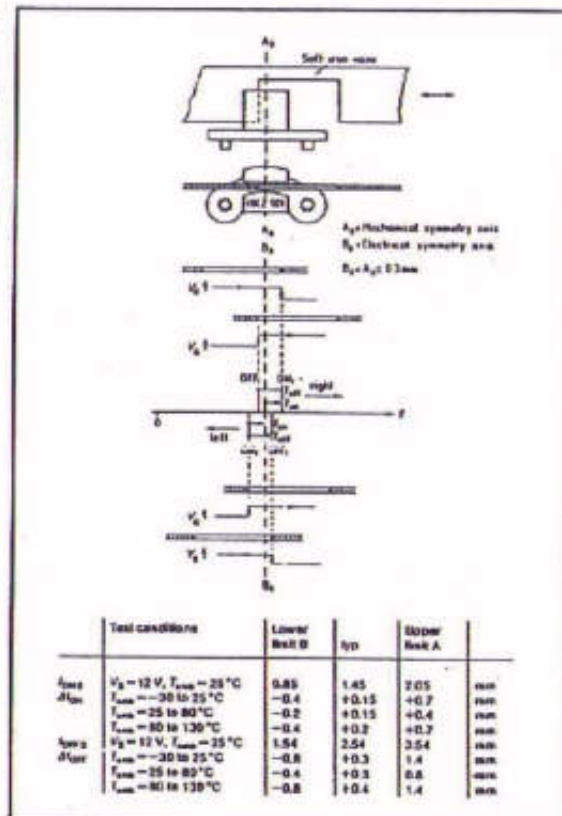
**Figuur 13**  
Behuizing van de  
HKZ101



**Figuur 14**  
Aansluitgegevens  
van de HKZ101



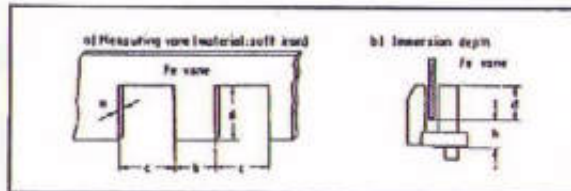
**Figuur 15**  
In- en  
uitschakelgegevens  
van de HKZ101 in  
relatie tot de plaats  
van de onderbreker  
in de spleet



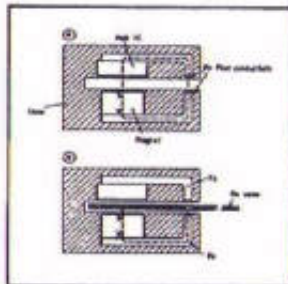
**Technische gegevens**

- fabrikant: Siemens
- behuizing: speciaal, zie figuur 13
- aansluitgegevens: figuur 14
- flux-verloop: figuur 15
- voedingsspanning: +4,5 V minimaal, +24 V typisch, +30 V maximaal
- voedingsstroom: 12 mA typisch
- ruststroom: 10  $\mu$ A typisch
- uitgangsstroom: 40 mA maximaal
- uitgangsspanning, OFF: 30 V maximaal
- uitgangsspanning, ON bij 40 mA: 0,4 V maximaal
- vertragingstijd: 1  $\mu$ s maximaal
- schakelpunten: figuur 15
- afmetingen onderbreker (figuur 16):
  - dikte a: 0,5 mm
  - breedte b: 8,0 mm
  - spleet-breedte c: 8,0 mm
  - diepte d: (17,3 - h) mm
  - speling h: 4,6 tot 9 mm
  - positie van de onderbreker: figuur 17

**Figuur 16**  
Afmetingen van de onderbreker



**Figuur 17**  
Positie van de onderbreker in de spleet van de HKZ101



## HKZ101S

**Beschrijving** Volledig functie- en schakeltechnisch compatible met de HKZ101, echter met andere schakelpunten.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Siemens
  - behuizing: speciaal, zie figuur 13
  - aansluitgegevens: figuur 14
  - schakelpunten: zie figuren 18 en 15
- Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de HKZ101.

**Figuur 18**  
In- en uitschakelgegevens van de HKZ101S

	Test condities	Lower limit B	typ	Upper limit A	
$I_{ON}$	$V_D = 12 \text{ V}, T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	0.65		2.3	mA
$dI_{ON}$	$T_{amb} = -30 \text{ to } 130^\circ\text{C}$	-0.4		0.75	mA
$I_{OFF}$	$V_D = 12 \text{ V}, T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	0.8		4.9	mA
$dI_{OFF}$	$T_{amb} = -30 \text{ to } 130^\circ\text{C}$	-0.4		1.5	mA



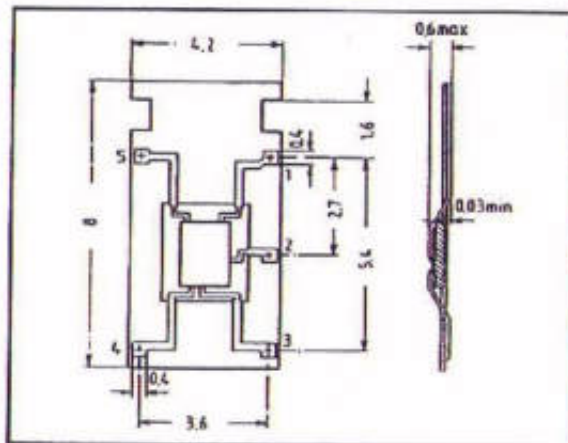
## SAS231L

**Beschrijving** Deze sensor genereert een uitgangsspanning die recht evenredig is met de waarde van de magnetische flux die op de sensor invalt. De uitgangsspanning stijgt als een magnetische zuidpool in de buurt van de bovenzijde van het IC wordt gebracht. De gevoeligheid en het nulpunt kunnen worden ingesteld door het opnemen van twee instelpotentiometers in de externe schakeling.

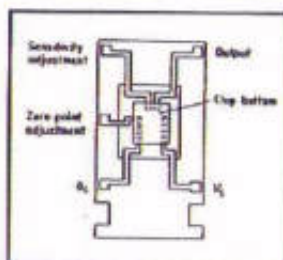
### Technische gegevens

- fabrikant: Siemens
- behuizing: figuur 19
- aansluitgegevens: figuur 20
- uitgangsspanning in functie van flux: figuur 21
- voedingsspanning: +4,75 V minimaal, +15 V typisch, +18 V maximaal
- voedingsstroom: 10 mA typisch
- uitgangsstroom: 10 mA maximaal
- uitgangsspanning: 0,05 V minimaal,  $(U_b - 2)$  V maximaal
- lineariteit: 2 % typisch
- temperatuurscoëfficiënt: 0,4 mT/°C
- temperatuurbereik: 0 °C tot +70 °C

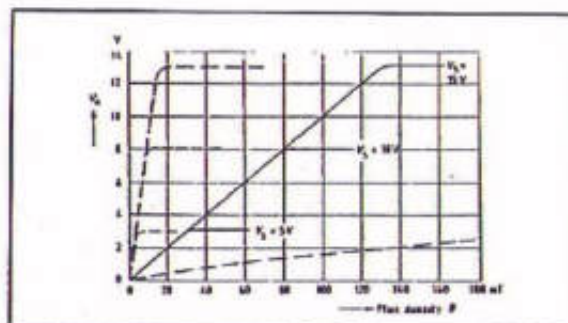
**Figuur 19**  
Behuizingen van de SAS231L



**Figuur 20**  
Aansluitgegevens van de SAS231L



**Figuur 21**  
Transfer-karakteristiek van de SAS231L

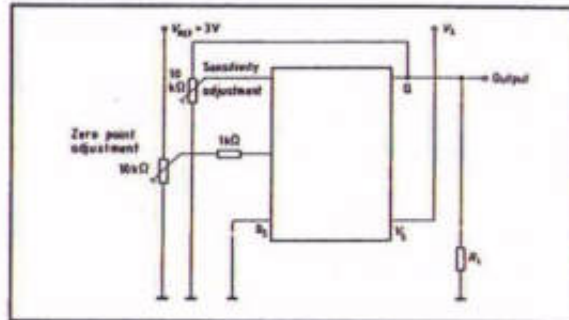




**Voorbeeldschakeling**

In figuur 22 is de standaardschakeling rond de SAS231L met de externe componenten voor het afregelen van de gevoeligheid en het nulpunt getekend.

**Figuur 22**  
Voorbeeldschakeling  
met de SAS231L

**SAS231W****Beschrijving**

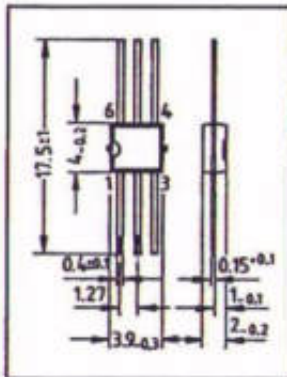
Identiek met de SAS231L, echter leverbaar in een andere behuizing.

**Technische gegevens**

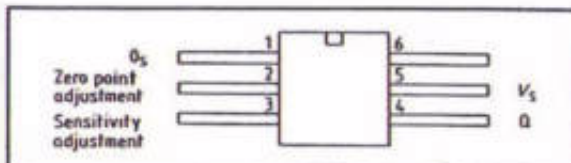
- fabrikant: Siemens
- behuizing: MINIDIL, figuur 23
- aansluitgegevens: figuur 24

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de SAS231L.

**Figuur 23**  
Behuizing van de  
SAS231W



**Figuur 24**  
Aansluitgegevens  
van de SAS231W

**SAS241****Beschrijving**

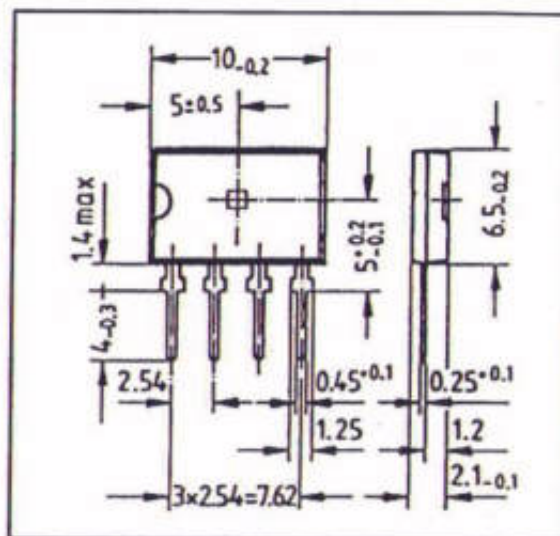
Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van twee flux-drempels. Beneden een bepaalde flux  $B_{off}$  is de uitgang "H", boven de drempel  $B_{on}$  is de uitgang "L". Het IC heeft twee uitgangen, die hetzelfde signaal opwekken en intern geschakeld zijn als open collector.

De magnetische zuidpool moet vertikaal invallen op de van een nokje voorziene zijkant van de behuizing.

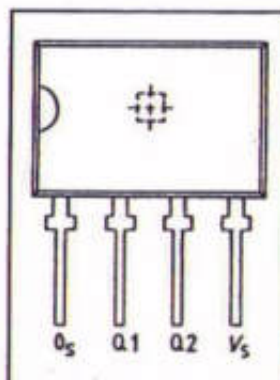
**Technische gegevens**

- fabrikant: Siemens
- behuizing: FLATPACK, figuur 25
- aansluitgegevens: figuur 26
- uitgangsspanning in functie van flux: figuur 27
- gevoeligheid in functie voedingsspanning: figuur 28
- voedingsspanning: +4,75 V minimaal, +18 V typisch, +20 V maximaal
- voedingsstroom; 3,5 mA typisch
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal
- lekstroom bij OFF: 10  $\mu$ A maximaal
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V
- flux voor OFF: 10 mT minimaal
- flux voor ON: 65 mT maximaal
- hysteresis: 10 mT typisch
- transition-tijd: 2  $\mu$ s maximaal
- temperatuurbereik: 0 °C tot +70 °C

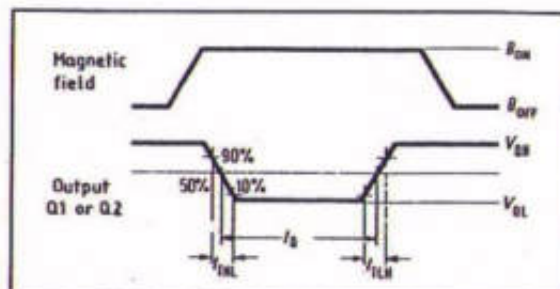
**Figuur 25**  
Behuizing van de SAS241



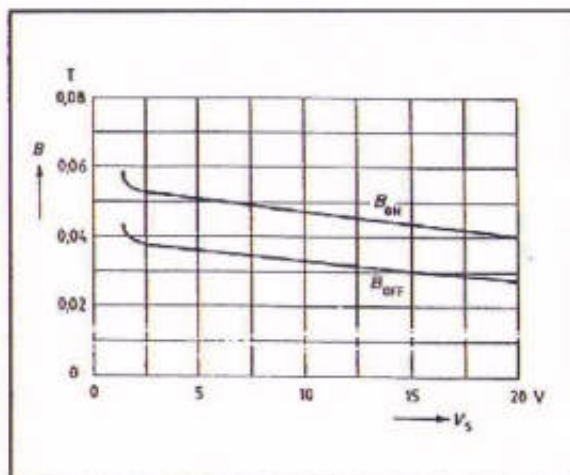
**Figuur 26**  
Aansluitgegevens van de SAS241



**Figuur 27**  
De magnetische flux en de uitgangsspanning



**Figuur 28**  
Transfer-karakteristiek  
van de SAS241



## SAS241S4

**Beschrijving** Vergelijkbaar met de SAS241, echter aangepast aan TTL-uitgangsdrempels.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Siemens
- behuizing: figuur 25
- aansluitgegevens: figuur 26
- voedingsspanning: +4,75 V minimaal, +5 V typisch, +5,25 V maximaal

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de SAS241.

## SAS250

**Beschrijving** Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van twee flux-drempels. Beneden een bepaalde flux  $B_{off}$  is de uitgang "H", boven de drempel  $B_{on}$  is de uitgang "L". Het IC heeft twee uitgangen, die hetzelfde signaal opwekken en intern geschakeld zijn als open collector. De magnetische zuidpool moet vertikaal invallen op de van een nokje voorziene zijkant van de behuizing.

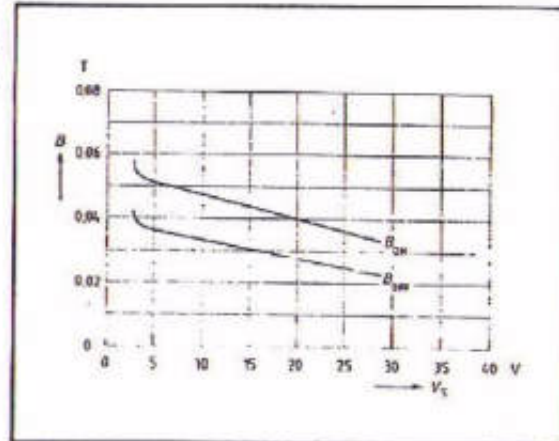
**Technische gegevens**

- fabrikant: Siemens
- Behuizing: figuur 25
- aansluitgegevens: figuur 26
- uitgangsspanning in functie van flux: figuur 27
- gevoeligheid in functie voedingsspanning: figuur 29
- voedingsspanning: +4,5 V minimaal, +18 V typisch, +30 V maximaal
- voedingsstroom: 6 mA typisch
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal
- lekstroom bij OFF: 10  $\mu$ A maximaal
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V
- flux voor OFF: 4 mT minimaal
- flux voor ON: 10 mT maximaal
- hysteresis: 10 mT typisch
- transition-tijd: 2  $\mu$ s maximaal
- temperatuurbereik: -40 °C tot +125 °C





**Figuur 29**  
Transfer-karakteristiek  
van de SAS250



## SAS251

**Beschrijving** Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van twee flux-drempels. Beneden een bepaalde flux  $B_{off}$  is de uitgang "H", boven de drempel  $B_{on}$  is de uitgang "L". Het IC heeft twee uitgangen, die hetzelfde signaal opwekken en intern geschakeld zijn als open collector. De magnetische zuidpool moet vertikaal invallen op de van een nokje voorziene zijkant van de behuizing.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Siemens
- behuizing: figuur 25
- aansluitgegevens: figuur 26
- uitgangsspanning in functie van flux: figuur 27
- gevoeligheid in functie voedingsspanning: figuur 28
- voedingsspanning: +4,75 V minimaal, +18 V typisch, +30 V maximaal
- voedingsstroom: 6 mA typisch
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal
- lekstroom bij OFF: 10  $\mu$ A maximaal
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V min.
- flux voor OFF: 5 mT minimaal
- flux voor ON: 65 mT maximaal
- hysteresis: 10 mT typisch
- transition-tijd: 2  $\mu$ s maximaal
- temperatuurbereik: 0 °C tot +70 °C

## SAS251S4

**Beschrijving** Vergelijkbaar met de SAS251, echter aangepast aan TTL-uitgangsdrempels.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Siemens
- behuizing: figuur 25
- aansluitgegevens: figuur 26
- voedingsspanning: +4,75 V minimaal, +5 V typisch, +5,25 V maximaal

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de SAS251.

## SAS251S5

**Beschrijving** Vergelijkbaar met de SAS251, echter aangepast aan CMOS-uitgangsdrempels.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Siemens
- behuizing: figuur 25
- aansluitgegevens: figuur 26
- voedingsspanning: +4,75 V minimaal, +18 V typisch, +20 V maximaal

## SAS261

**Beschrijving** Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van twee flux-drempels en van de spanning op een enable-ingang E.

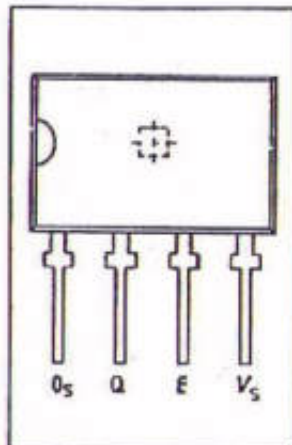
De magnetische zuidpool moet vertikaal invallen op de van een nokje voorziene zijkant van de behuizing.

Als een voldoende hoge veldsterkte is ( $B > B_{on}$ ) invalt op het IC en bovendien de enable-ingang "H" is, dan zal de open collector uitgang Q van "H" naar "L" schakelen.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Siemens
- behuizing: figuur 25
- aansluitgegevens: figuur 30
- gevoeligheid in functie voedingsspanning: figuur 28
- voedingsspanning: +4,75 V minimaal, +18 V typisch, +20 V maximaal
- voedingsstroom, niet enable: 5 mA typisch
- voedingsstroom, wel enable: 500  $\mu$ A maximaal
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal
- lekstroom bij OFF: 10  $\mu$ A maximaal
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V minimaal
- flux voor OFF: 5 mT minimaal
- flux voor ON: 65 mT maximaal
- hysteresis: 10 mT typisch
- enable-ingang: TTL-compatible
- transition-tijd: 2  $\mu$ s maximaal
- temperatuurbereik: 0 °C tot +70 °C

**Figuur 30**  
Aansluitgegevens  
van de SAS261





## SAS261S4

**Beschrijving** Vergelijkbaar met de SAS261, echter aangepast aan TTL-uitgangsdrempels.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Siemens
- behuizing: figuur 25
- aansluitgegevens: figuur 30
- voedingsspanning: +4,75 V minimaal, +5 V typisch, +5,25 V maximaal

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de SAS261.

## TCA450A

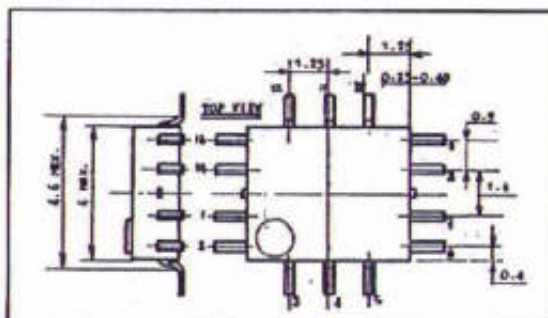
**Beschrijving** Detector voor magnetische velden met ingebouwde verschilverter en twee uitgangen.

**Technische gegevens**

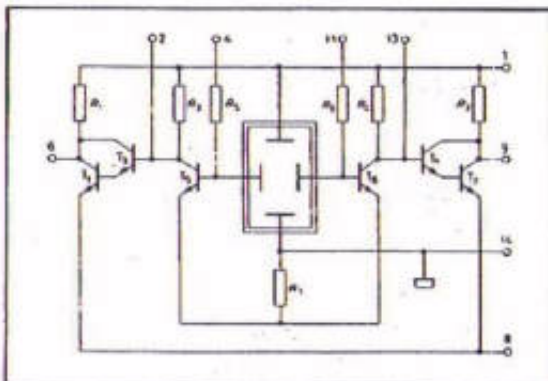
- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 31
- intern schema: figuur 32

Nadere gegevens ontbreken.

**Figuur 31**  
Behuizing van de  
TCA450A



**Figuur 32**  
Intern schema van de  
TCA450A



## TL170C

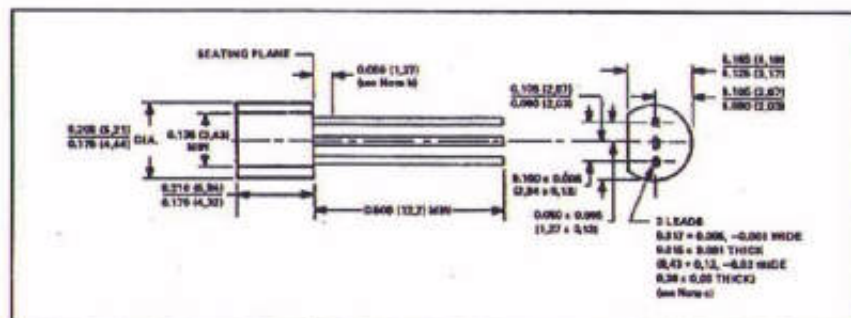
**Beschrijving** Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van de richting waarin de magnetische flux de schakeling penetreert. De magnetische veldlijnen moeten loodrecht invallen op de afgeplatte voorkant van de behuizing.



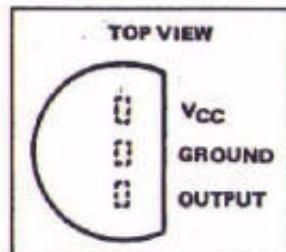
## Technische gegevens

- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: LP SILECT, figuur 33
- aansluitgegevens: figuur 34
- intern blokschema: figuur 35
- definities van positieve en negatieve flux: figuur 36
- transfer-karakteristiek: figuur 37
- voedingsspanning: +5 V typisch, +7 V maximaal
- voedingsstroom: 6 mA maximaal
- uitgangsspanning: 30 V maximaal
- uitgangsstroom: 20 mA maximaal
- lekstroom bij OFF: 100  $\mu$ A maximaal
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V
- flux voor OFF: +25 mT maximaal
- flux voor ON: - 25 mT minimaal
- hysteresis: 20 mT typisch
- temperatuurbereik: 0 °C tot +70 °C

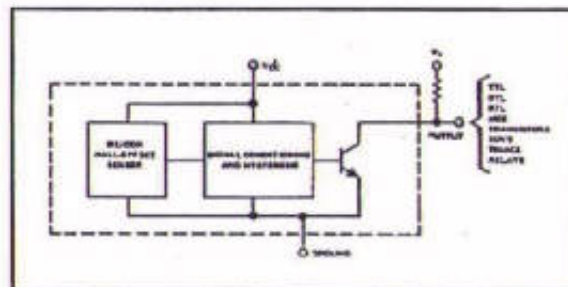
**Figuur 33**  
*Behuizing van de*  
*TL-serie*



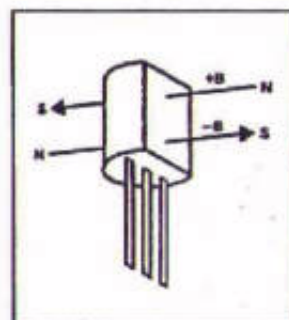
**Figuur 34**  
Aansluitgegevens  
van de TL-sensoren



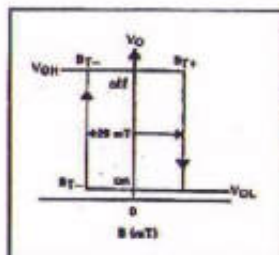
**Figuur 35**  
Blok-schema van de  
TL170C



**Figuur 36**  
Definitie van de  
positieve en  
negatieve zin van de  
magnetische  
veldlijnen



**Figuur 37**  
Transfer-karakteristiek  
van de TL170C



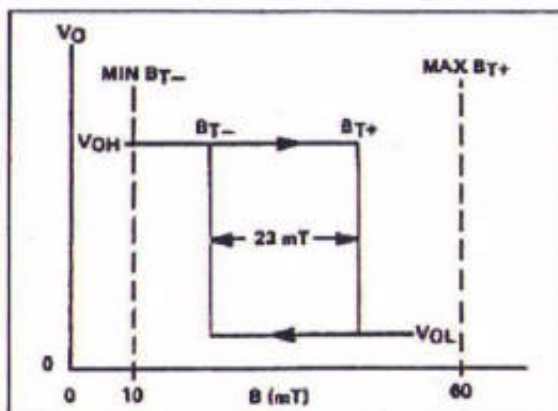
## TL172C

**Beschrijving** Deze sensor genereert een digitale uitgangsspanning waarvan het niveau afhankelijk is van de grootte van twee magnetische fluxdrempels. Een veld van voldoende sterkte stuurt de open collector uitgang in geleiding. De magnetische veldlijnen moeten loodrecht invallen op de afgeplatte voorkant van de behuizing.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: LP SILECT, figuur 33
- aansluitgegevens: figuur 34
- intern blokschema: figuur 35
- transfer-karakteristiek: figuur 38
- voedingsspanning: +5 V typisch, +7 V maximaal
- voedingstroom: 6 mA maximaal
- uitgangsspanning: 30 V maximaal
- uitgangsstroom: 20 mA maximaal
- lekstroom bij OFF: 100  $\mu$ A maximaal
- uitgangsspanning, ON bij 16 mA: 0,4 V
- flux voor OFF: 10 mT minimaal
- flux voor ON: 60 mT maximaal
- hysteresis: 23 mT typisch
- temperatuurbereik: 0 °C tot +70 °C

**Figuur 38**  
Transfer-karakteristiek  
van de TL172C



## TL173I

**Beschrijving** Deze sensor genereert een uitgangsspanning die recht evenredig is met de waarde van de magnetische flux die op de sensor invalt. De uitgangsspanning stijgt als de magnetische veldsterkte die op de afgeplatte zijde van het IC invalt groter wordt. De gevoeligheid

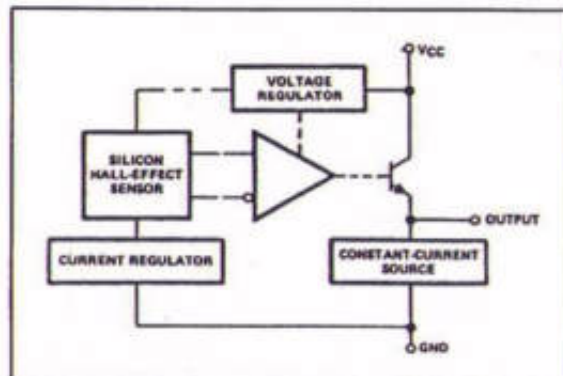


en het nulpunt kunnen worden ingesteld door het opnemen van twee instelpotentiometers in de externe schakeling.

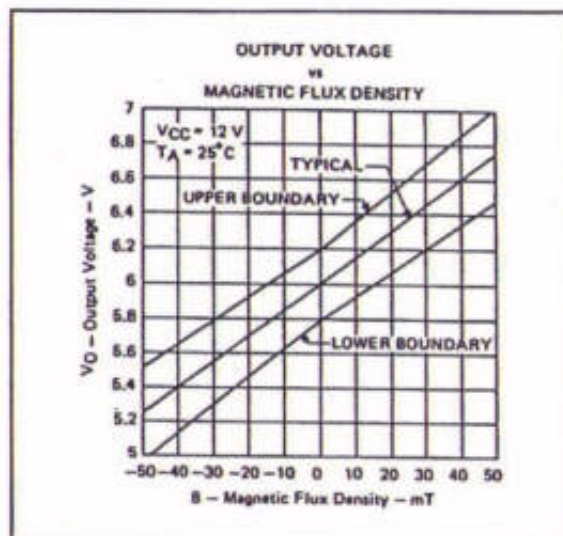
### Technische gegevens

- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: LP SILECT, figuur 33
- aansluitgegevens: figuur 34
- intern blokschema: figuur 39
- transfer-karakteristiek: figuur 40
- voedingsspanning: +10,8 V minimaal, +12 V typisch, +25 V maximaal
- voedingsstroom: 12 mA maximaal
- uitgangsspanning: 6,2 V maximaal
- uitgangsstroom: 2 mA maximaal
- gevoeligheid: 15 V/T typisch
- lineariteit: +/-5 %
- frequentiebereik: 100 kHz typisch
- temperatuurbereik: -20 °C tot +85 °C

**Figuur 39**  
Intern blokschema  
van de TL173I



**Figuur 40**  
Transfer-karakteristiek  
van de TL173I



## HAL114

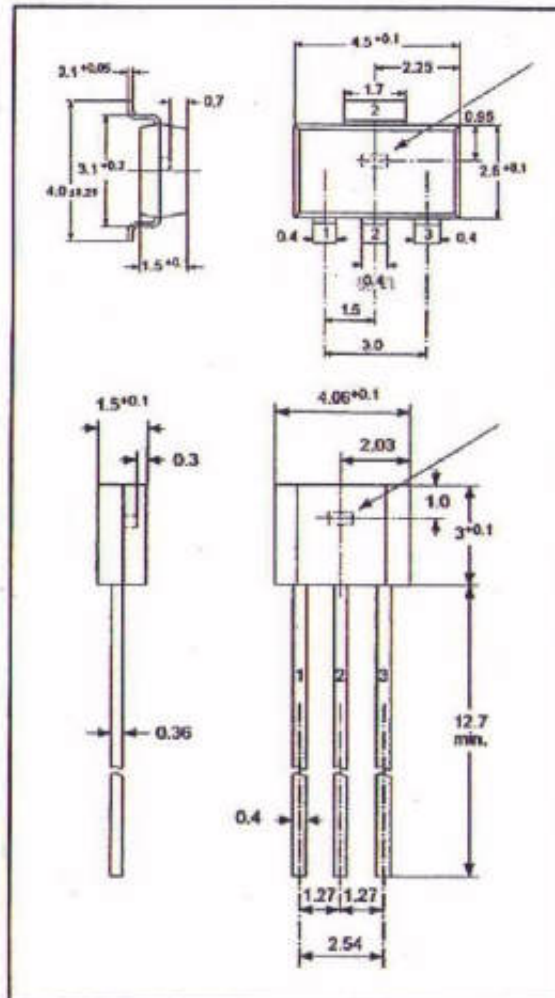
### Beschrijving

Deze Hall-effect sensor genereert een digitale uitgangsspanning, waarvan het niveau afhankelijk is van de aanwezigheid van een **gepoold** magnetisch veld. Wordt de opdruk-kant van de behuizing in de buurt van een magnetische zuidpool gebracht, dan zal de

uitgangstransistor gaan geleiden en de uitgang naar "L" trekken. Onder alle andere omstandigheden gaat de uitgangstransistor sperren en wordt de uitgang "H".

De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De Hall-generator levert een spanning die proportioneel is met het magnetisch veld. Deze spanning wordt in een comparator vergeleken met een interne drempel. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang onduidelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

**Figuur 41**  
Behuizingen van de  
HAL114



**Technische gegevens**

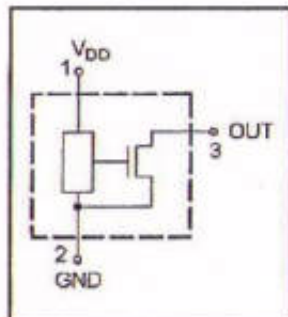
- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 41
- aansluitgegevens: figuur 42
- intern blokschema: figuur 43
- voedingsspanning: +4,5 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom: 6,6 mA minimaal, 12 mA maximaal
- uitgangsspanning "L": 500 mV maximaal bij 20 mA
- uitgangsspanning: 28 V maximaal
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
- uitgangslekstroom: 1  $\mu$ A maximaal



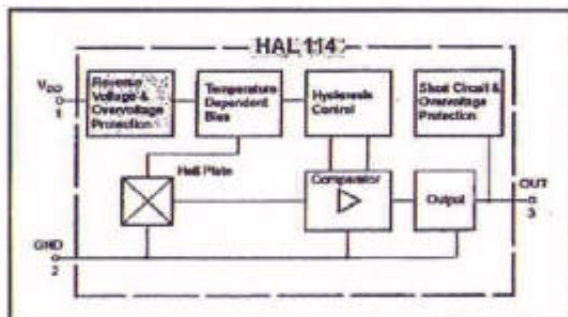


- schakelfluxen (25 °C):
  - $B_{on}$ : minimaal 7,0 mT, typisch 21,3 mT, maximaal 34,0 mT
  - $B_{of}$ : minimaal 4,0 mT, typisch 17,8 mT, maximaal 31,3 mT
- enable-tijd: 10  $\mu$ s maximaal
- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 20 kHz maximaal

**Figuur 42**  
Aansluitgegevens  
van de HAL114



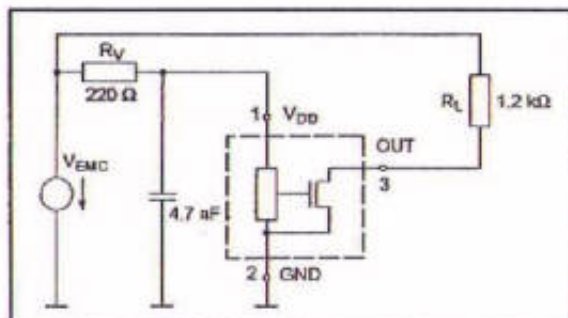
**Figuur 43**  
Intern blokschema  
van de HAL114



#### Voorbeeld- schakeling

In figuur 44 is de standaard-schakeling rond de HAL114 getekend. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

**Figuur 44**  
Voorbeeld-schakeling  
rond de HAL114



## HAL115

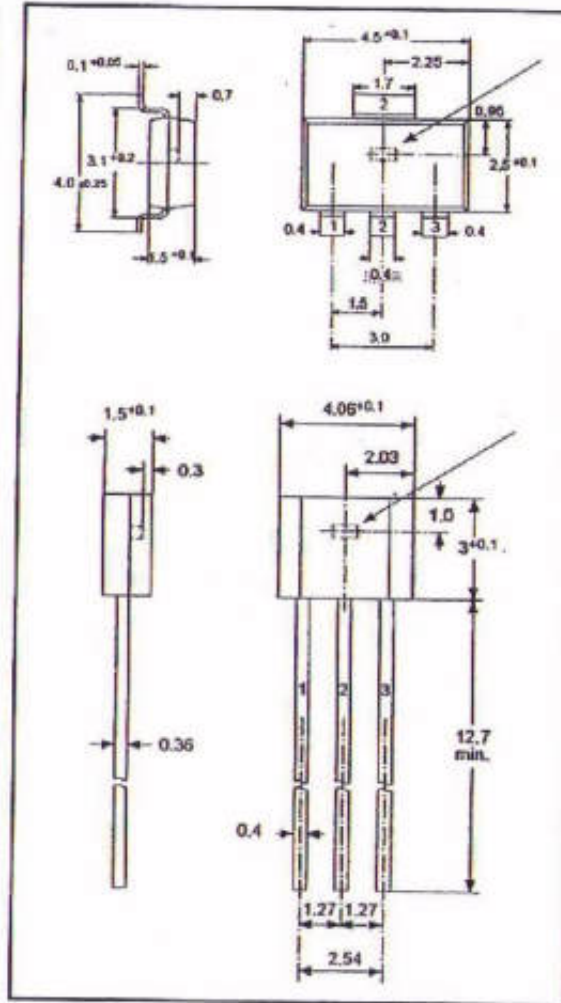
#### Beschrijving

De HAL115 genereert een digitale uitgangsspanning, waarvan het niveau afhankelijk is van de aanwezigheid van een **gepoold** magnetisch veld. Wordt de opdruk-kant van de behuizing in de buurt van een magnetische zuidpool gebracht, dan zal de uitgangstransistor gaan geleiden en de uitgang naar "L" trekken. Onder alle andere omstandigheden gaat de uitgangstransistor sperren en



wordt de uitgang "H". De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De Hall-generator levert een spanning die proportioneel is met het magnetisch veld. Deze spanning wordt in een comparator vergeleken met een interne drempel. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

**Figuur 45**  
Behuizingen van de  
HAL115



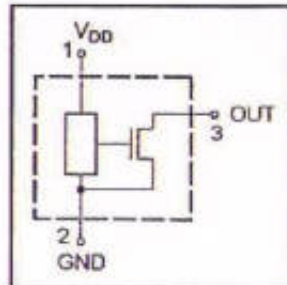
**Technische  
gegevens**

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 45
- aansluitgegevens: figuur 46
- intern blokschema: figuur 47
- voedingsspanning: +4,3 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom: 6,5 mA minimaal, 11 mA maximaal
- uitgangsspanning "L": 500 mV maximaal bij 20 mA
- uitgangsspanning: 28 V maximaal
- uitgangsstroom: 20 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
- uitgangslekstroom: 1  $\mu$ A maximaal
- schakelfluxen (25 °C):
- $B_{on}$ : minimaal -10,7 mT, typisch 1,2 mT, maximaal 12,5 mT

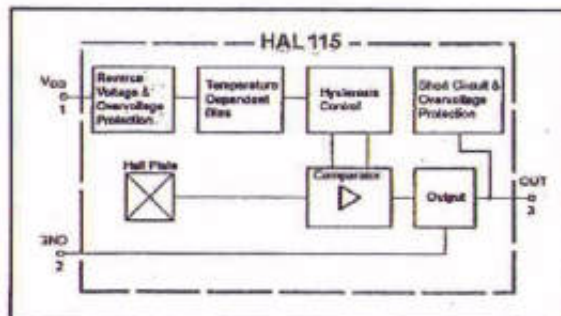


- $B_{off}$ : minimaal -12,5 mT, typisch -1,2 mT, maximaal 10,7 mT
- enable-tijd: 50  $\mu$ s maximaal
- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 20 kHz maximaal

**Figuur 46**  
Aansluitgegevens  
van de HAL115



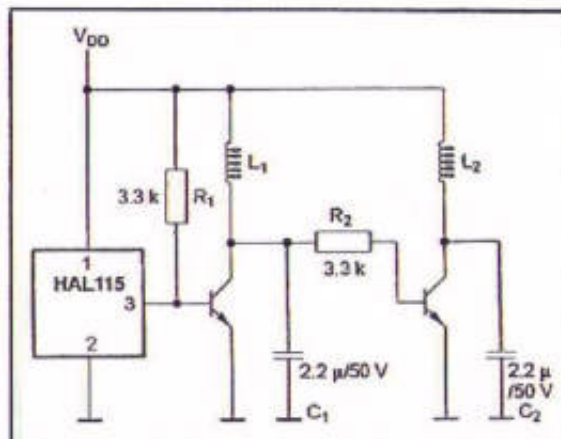
**Figuur 47**  
Intern blokschema  
van de HAL115



#### Voorbeeld- schakeling

Figuur 48 geeft de standaardschakeling rond de HAL115. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen, bestaande uit een weerstand van 220  $\Omega$  en een condensator naar de massa van 4,7 nF. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

**Figuur 48**  
Voorbeeldschakeling  
rond de HAL115



## HAL300

#### Beschrijving

De HAL300 bevat twee Hall-generatoren die 2,05 mm van elkaar staan. Deze leveren een spanning, die lineair toeneemt men de flux waaraan de generatoren worden blootgesteld. De schakeling berekent de verschilspanning tussen beide sensoruitgangen en



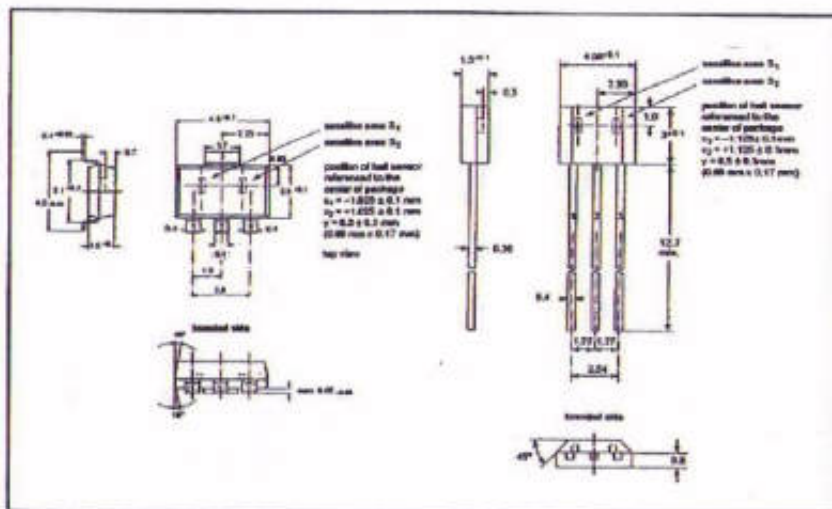
vergelijkt dit verschil in een comparator met een bepaalde drempel. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd en als het verschil tussen de door de twee sensoren gegenereerde spanningen groter wordt dan de drempel. De Hall-sensoren worden gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die "switched offset compensation" wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. Het verschil tussen beide sensor-spanningen wordt gesampled op het einde van de eerste fase. Op het einde van de tweede fase worden de gesampled waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken.

#### Technische gegevens

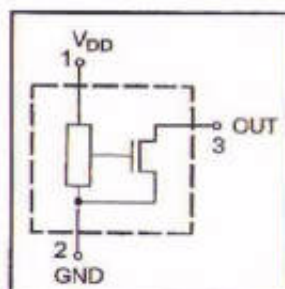
- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 49
- aansluitgegevens: figuur 50
- intern blokschema: figuur 51
- timing-diagram: figuur 52
- voedingsspanning: +4,5 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom: 4,0 mA minimaal, 7,5 mA maximaal
- uitgangsspanning "L": 400 mV maximaal bij 20 mA
- uitgangsspanning: 28 V maximaal
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
- uitgangslekstroom: 10  $\mu$ A maximaal
- schakelfluxen (25 °C):
  - $B_{on}$ : minimaal 0,2 mT, typisch 1,0 mT, maximaal 1,7 mT
  - $B_{off}$ : minimaal -1,7 mT, typisch -0,75 mT, maximaal -0,2 mT
- enable-tijd: 35  $\mu$ s typisch
- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 10 kHz maximaal
- interne chopperfrequentie: 47 kHz minimaal, 78 kHz maximaal

**Figuur 49**  
Behuizingen van de  
HAL300

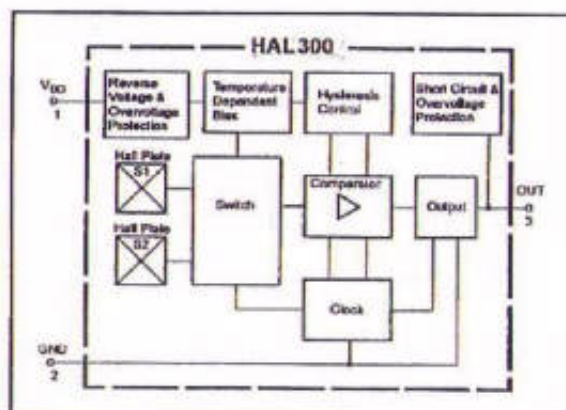




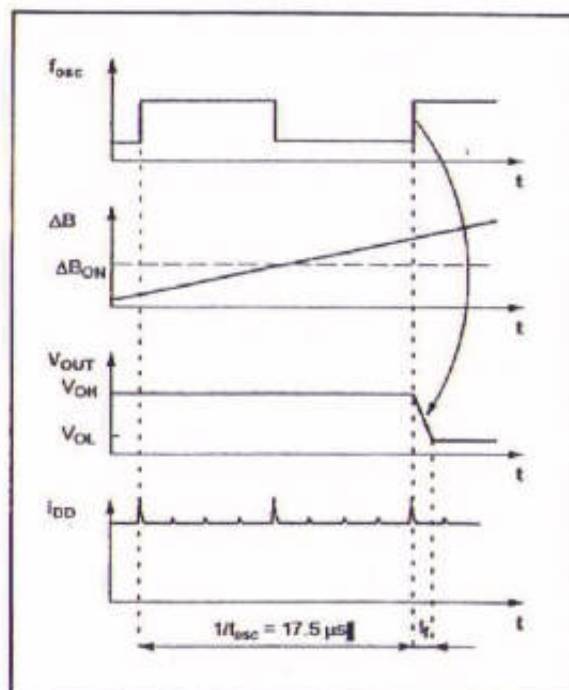
**Figuur 50**  
Aansluitgegevens  
van de HAL300



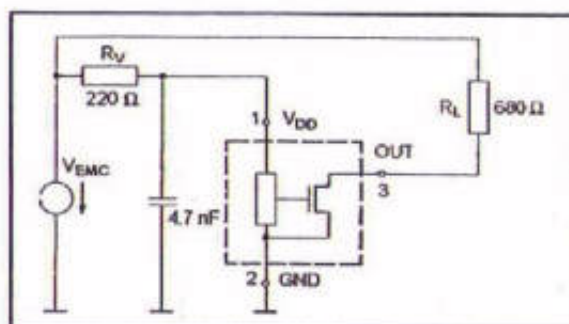
**Figuur 51**  
Intern blokschema  
van de HAL300



**Figuur 52**  
Het timing-diagram  
van de HAL300



**Figuur 53**  
Voorbeeldschakeling  
rond de HAL300



**Voorbeeldschakeling**

Figuur 53 geeft de standaardschakeling rond de HAL300. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

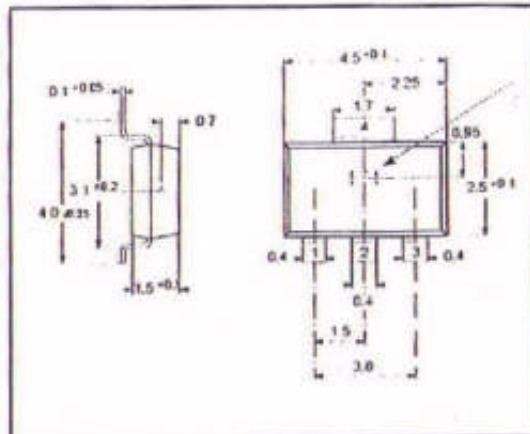
## HAL400

**Beschrijving**

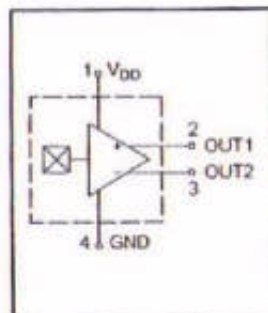
De HAL400 levert op twee uitgangen een verschilspanning, waarvan de waarde recht evenredig is met de grootte van de magnetische flux die op de Hall-sensor invalt. Vanwege de ingebouwde offset-compensatie volgens de geschakelde techniek, leveren de uitgangen echter géén mooie gelijkspanningen af, maar gemiddelde waarden waarop vierkantspanningen gesuperponeerd zijn. De periode van deze spanningen bedraagt ongeveer 6,7  $\mu$ s. Deze vierkantspanningen zijn echter in tegenfase en zijn dus gemakkelijk weg te filteren.

Bovendien staat op de twee uitgangen een common-mode spanning van ongeveer +2,2 V.

**Figuur 54**  
Behuizingen van de  
HAL400



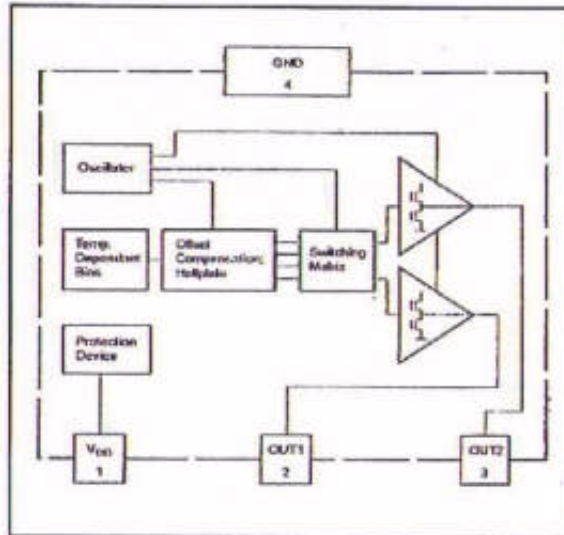
**Figuur 55**  
Aansluitgegevens  
van de HAL400

**Technische gegevens**

- fabrikant: ITT Internmetall
- behuizing: SOT-89A, figuur 54
- aansluitgegevens: figuur 55
- intern blokschema: figuur 56
- voedingsspanning: +4,3 V minimaal, +12 V maximaal
- voedingsstroom: 11,8 mA minimaal, 17,1 mA maximaal
- common mode spanning uitgang: 2,2 V typisch
- CMRR uitgang:  $\pm 2$  mV/V maximaal
- gevoeligheid uitgang: 42,5 mV/mT typisch
- maximaal spanning uitgang:  $0,8 V_{DD}$

- niet-lineariteit uitgang: 1 % maximaal
- restsignaal uitgang: 147 kHz typisch
- uitgangsstroom: 1,0 mA aanbevolen, 5 mA maximaal
- uitgangsimpedantie: 50  $\Omega$  maximaal
- capacatieve belasting: 1 nF maximaal
- magnetische offset:  $\pm 1,25$  mT maximaal
- magnetische ruis: 10  $\mu$ T typisch
- flikkerfrequentie: 10 Hz typisch
- bandbreedte: 10 kHz typisch
- chopperfrequentie: 147 kHz typisch

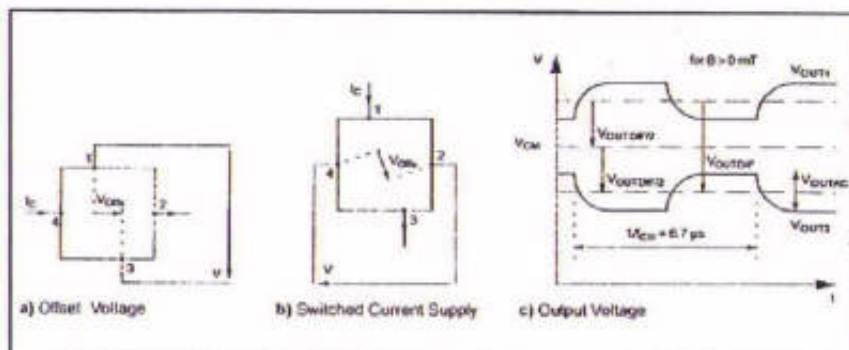
**Figuur 56**  
Intern blokschema  
van de HAL400



### Offset-compensatie

Het systeem van de offset-compensatie wordt verklaard aan de hand van figuur 57. De Hall-offsetspanning is een residu, die over de Hall-generator ontstaat bij afwezigheid van een magnetisch veld. De voornaamste oorzaak is mechanische spanning in de chip. Het compenseren van deze offset gebeurt door het cyclisch omschakelen van de vier aansluitingen van de sensor.

**Figuur 57**  
Compenseren van de  
offset-spanning



### - eerste cyclus:

De Hall-stroom vloeit tussen de aansluitpunten 4 en 2 van de Hall-generator. Tussen de aansluitingen 1 en 3 ontstaat de Hall-offset  $+V_{\text{offs}}$ . Wordt een magnetisch veld aangelegd, dan ontstaat over de generator een spanning  $V_{13}$ , die de som is van de Hall-offset  $V_{\text{offs}}$  en de eigenlijke meetspanning  $V_H$ .

### - tweede cyclus:

De stroom wordt omgeschakeld, zodat deze nu tussen de aansluitingen 1 en 3 vloeit. Er ontstaat nu een offsetspanning  $-V_{\text{offs}}$ .



Bij de aanwezigheid van een magnetisch veld zal de Hall-generator een spanning  $V_{24}$  leveren gelijk aan de som van de offset  $-V_{\text{offs}}$  en de eigenlijke meetspanning  $V_H$ .

- Conclusie:

$$V_{13} = V_H + V_{\text{offs}}$$

en

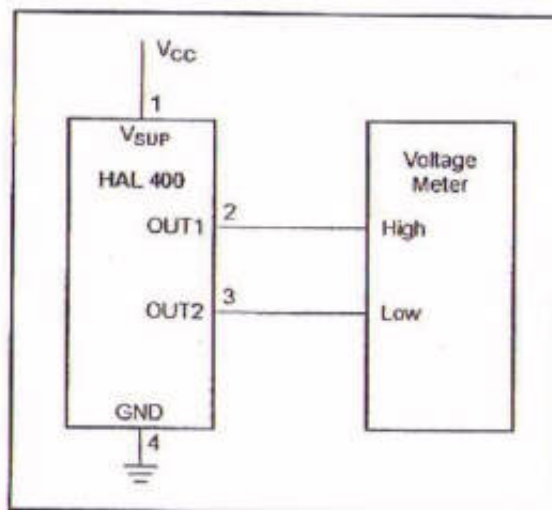
$$V_{24} = V_H - V_{\text{offs}}$$

Het gemiddeld verschil  $V_{\text{OUTDIF}}$  dat op de uitgang van de sensor ontstaat is recht evenredig met de echte Hall-spanning en de offset is gecompenseerd.

### Digital meten

Figuur 58 geeft een schema voor het meten van de flux-densiteit met behulp van een digitaal meetmodule. De twee uitgangen van de HAL400 worden aangesloten op de differentiële ingangen van de module. De normale integrerende eigenschappen van de module volstaan voor het filteren van het uitgangssignaal.

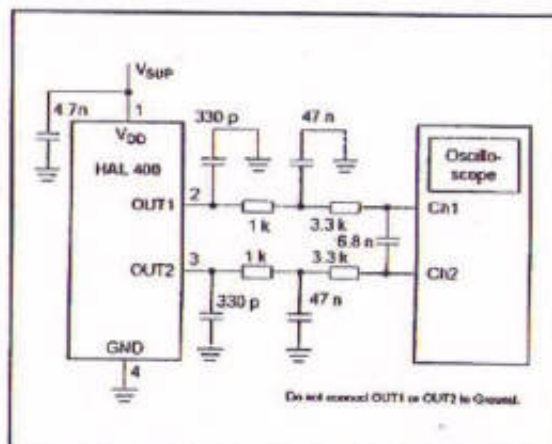
**Figuur 58**  
Het digitaal meten  
van de  
uitgangsspanning  
van de HAL 400



### Meten van de flux met de scoop

Het meten van de magnetische flux door middel van een oscilloscoop is voorgesteld in figuur 59. De condensatoren van 4,7 nF en 330 pF worden aanbevolen voor het onderdrukken van elektromagnetische stoorsignalen.

**Figuur 59**  
Het meten van de  
uitgangsspanning  
van de HAL400 op  
een oscilloscoop



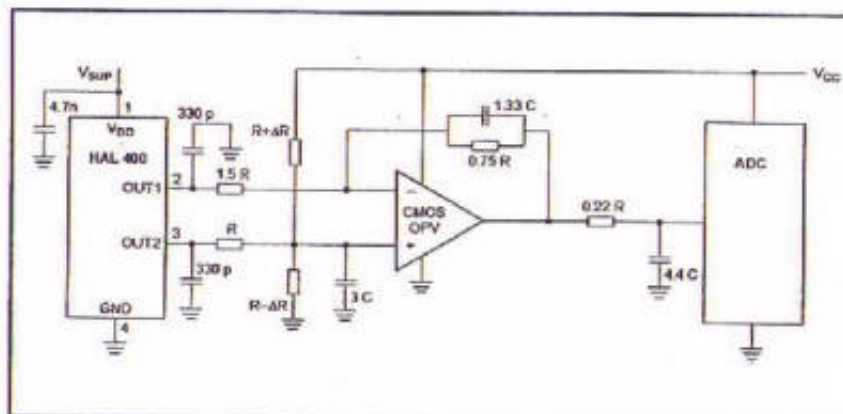
### Van differentieel naar single-ended

Het omzetten van de differentiële uitgangsspanning van de HAL400 naar een single-ended signaalspanning is voorgesteld in figuur 60. De weerstand  $\Delta R$  is toegevoegd voor het compenseren



van de offset van de verschilversterker. De -3 dB bandbreedte van deze schakeling bedraagt 1,3 kHz.

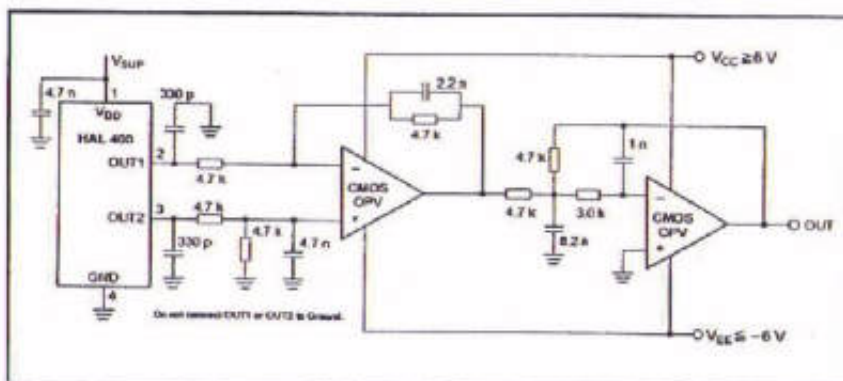
**Figuur 60**  
Omzetten van de  
differentiële  
uitgangsspanning in  
een single-ended  
spanning



Een alternatief

Ook de schakeling van figuur 61 zet de differentiële uitgangsspanning van de HAL400 om in een single-ended spanning. De bandbreedte van deze schakeling bedraagt echter 14,7 kHz.

**Figuur 61**  
Een alternatief voor  
de schakeling van  
figuur 60



## HAL501

**Beschrijving**

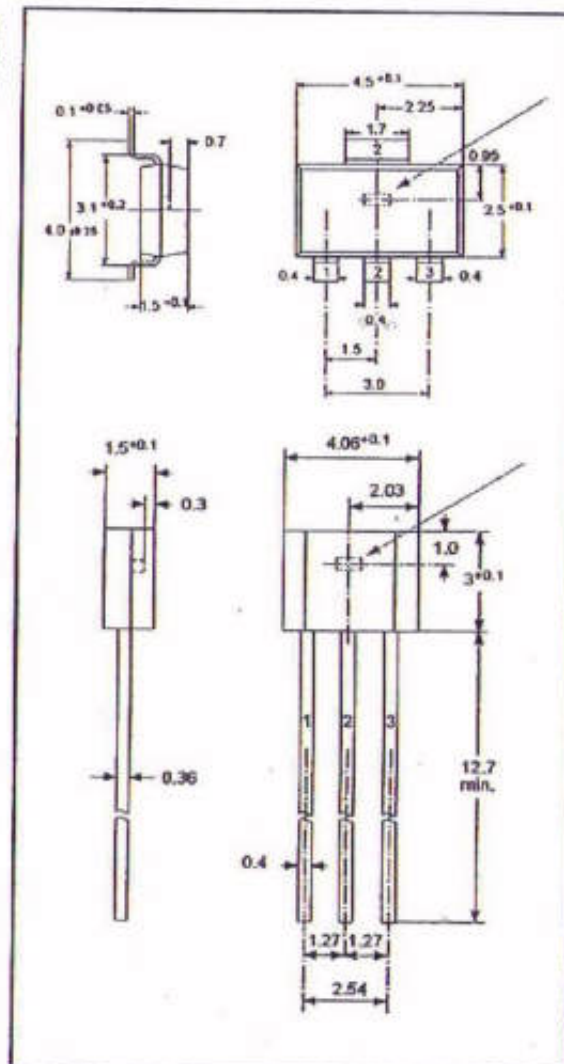
De HAL501 bevat een Hall-generator, waarvan de offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V. De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die "switched offset compensation" wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. De sensor-spanning wordt gesampled op het einde van de eerste fase. Op het einde van de tweede fase worden de gesampled waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken. Er wordt een gemiddelde waarde berekend en deze wordt aan de comparator aangeboden.



**Technische gegevens**

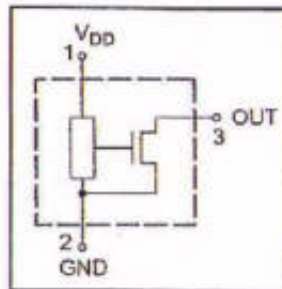
- fabrikant: ITT Internmetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 62
- aansluitgegevens: figuur 63
- intern blokschema: figuur 64
- timing-diagram: figuur 65
- voedingsspanning: +3,8 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingstroom: 1,6 mA minimaal, 5,2 mA maximaal
- uitgangsspanning "L": 400 mV maximaal bij 20 mA
- uitgangsspanning: 32 V maximaal
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
- uitgangslekstroom: 10  $\mu$ A maximaal
- schakelfluxen (25 °C):
  - $B_{on}$ : minimaal -0,35 mT, typisch 0,63 mT, maximaal 2,25 mT
  - $B_{off}$ : minimaal -2,25 mT, typisch -0,63 mT, maximaal 0,35 mT
- magnetische offset: -1,3 mT minimaal, 0 mT typisch, 1,3 mT maximaal
- enable-tijd: 30  $\mu$ s typisch, 70  $\mu$ s maximaal
- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 10 kHz maximaal
- interne chopperfrequentie: 52 kHz minimaal, 73 kHz maximaal

**Figuur 62**  
Behuizingen van de  
HAL501

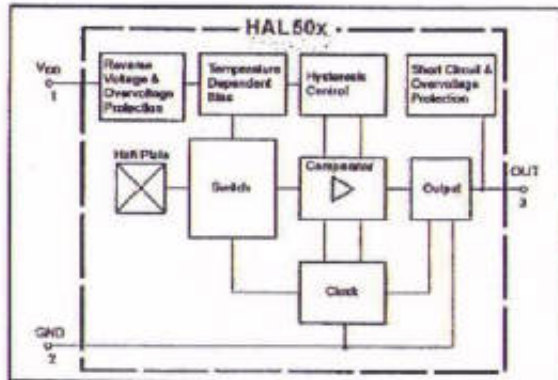




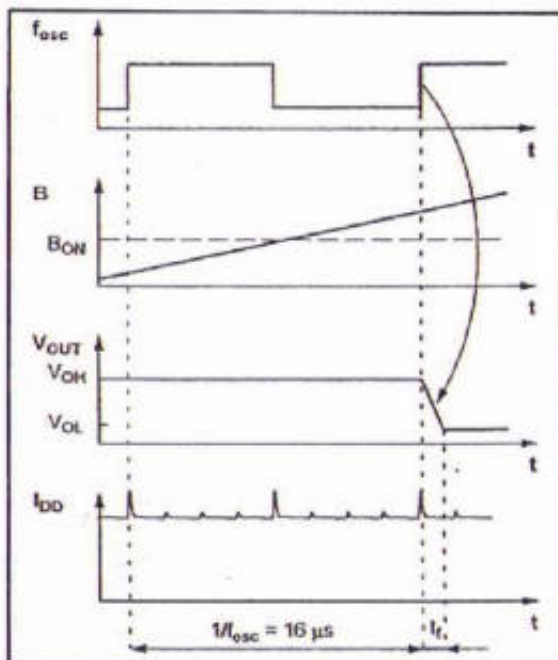
**Figuur 63**  
Aansluitgegevens  
van de HAL501



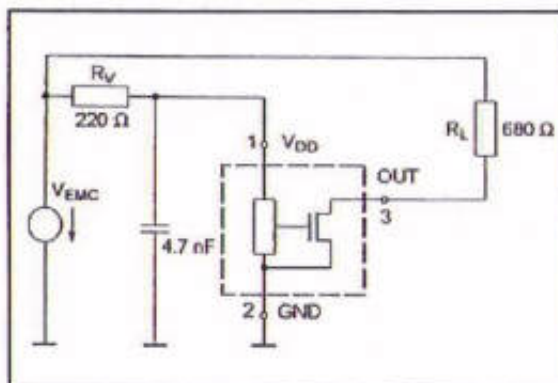
**Figuur 64**  
Intern blokschema  
van de HAL501



**Figuur 65**  
Timingdiagram van  
de HAL501



**Figuur 66**  
Voorbeeldschakeling  
rond de HAL501



**Voorbeeld-  
schakeling**

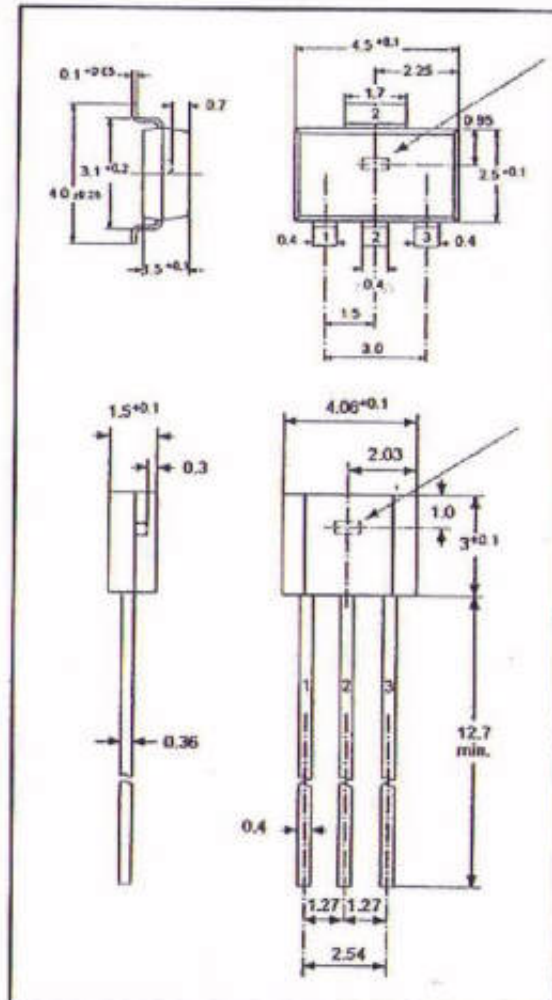
In figuur 66 is de standaardschakeling rond de HAL501 getekend. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

## HAL502

**Beschrijving**

De HAL502 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. Deze toestand blijft echter gelatched, het verwijderen van het magnetisch veld heeft geen invloed op de uitgangssituatie! De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender.

**Figuur 67**  
Behuizingen van de  
HAL502



De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V. De magnetische offset wordt

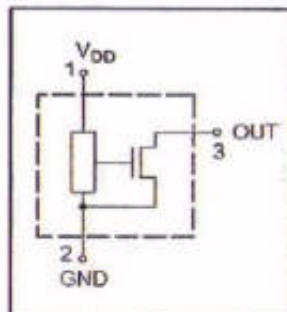


gecompenseerd door een techniek die "switched offset compensation" wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. Op het einde van de eerste fase wordt de door de Hall-generator afgeleverde spanning gesampled. Op het einde van de tweede fase worden de gesampled waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken. De gemiddelde waarde van beide metingen wordt aan de comparator gelegd en vergeleken met de interne drempel.

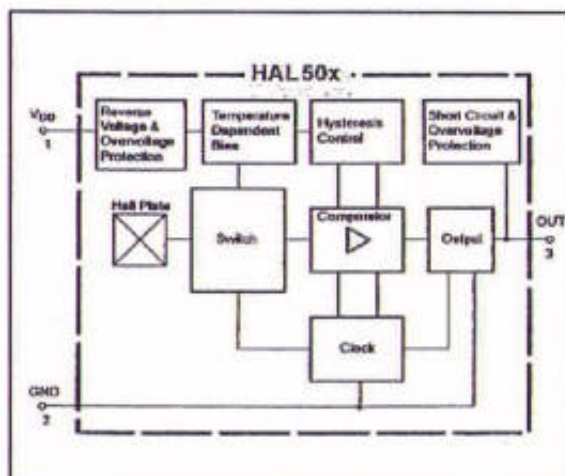
### Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 67
- aansluitgegevens: figuur 68
- intern blokschema: figuur 69
- timing-diagram: figuur 70
- voedingsspanning: +3,8 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom: 1,6 mA minimaal, 5,2 mA maximaal
- uitgangsspanning "L": 400 mV maximaal bij 20 mA
- uitgangsspanning: 32 V maximaal
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
- uitgangslekstroom: 10  $\mu$ A maximaal
- schakelfluxen (25 °C):
  - $B_{on}$ : minimaal 1,00 mT, typisch 2,75 mT, maximaal 4,5 mT
- magnetische offset: -1,5 mT minimaal, 0 mT typisch, 1,5 mT maximaal
- enable-tijd: 30  $\mu$ s typisch, 70  $\mu$ s maximaal
- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 10 kHz maximaal
- interne chopperfrequentie: 52 kHz minimaal, 73 kHz maximaal

**Figuur 68**  
Aansluitgegevens  
van de HAL502

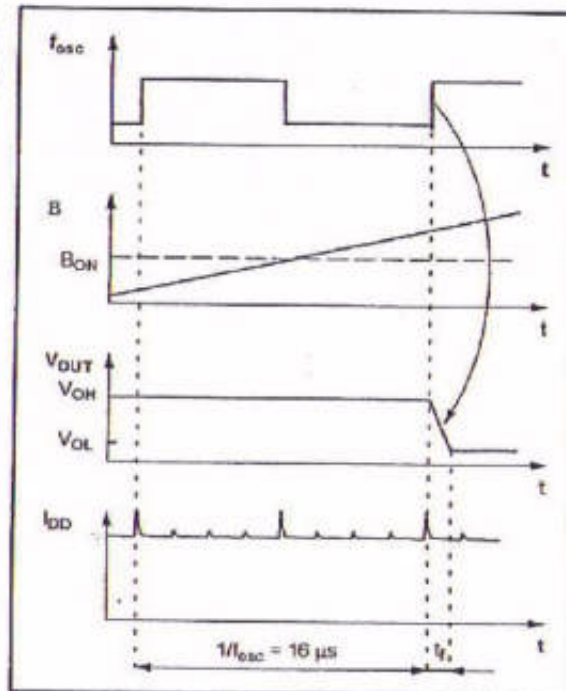


**Figuur 69**  
Intern blokschema  
van de HAL502





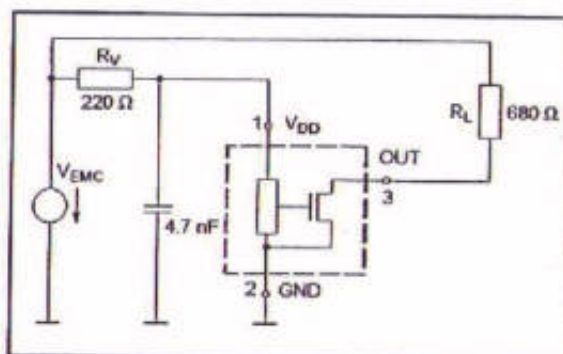
**Figuur 70**  
Timingdiagram van  
de HAL502



**Voorbeeld-  
schakeling**

In figuur 71 is de standaardschakeling rond de HAL502 getekend. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

**Figuur 71**  
Voorbeeld-schakeling  
rond de HAL502



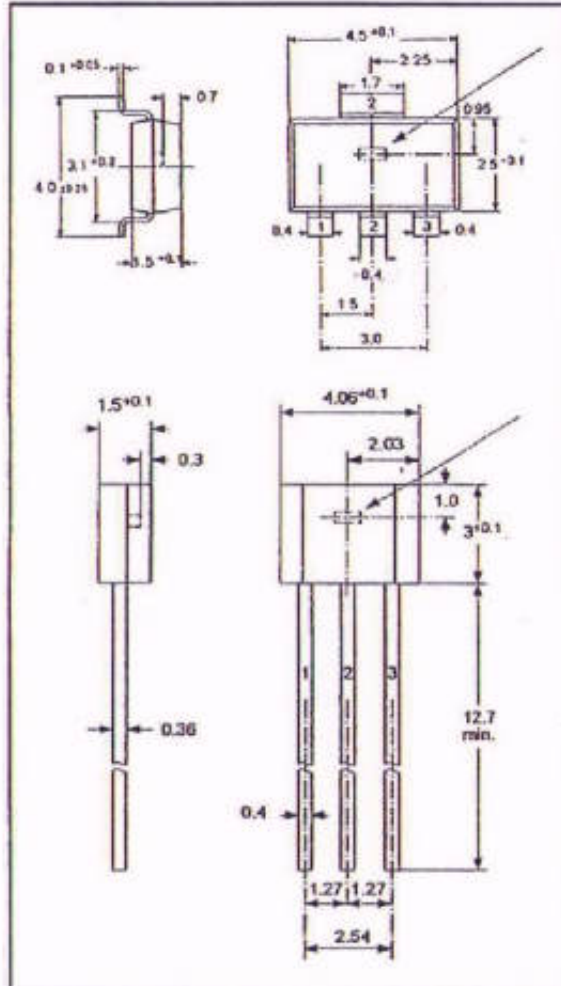
## HAL503

**Beschrijving**

De HAL503 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. Na het verwijderen van het magnetisch veld blijft de uitgang "L", vanwege de interne latch-functie. De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve span-

ningen tot -15 V. De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die "switched offset compensation" wordt genoemd. De generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. Na de eerste fase wordt de gegenereerde Hall-spanning gesampled. Op het einde van de tweede fase worden de gesampled waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken.

**Figuur 72**  
Behuizingen van de  
HAL503

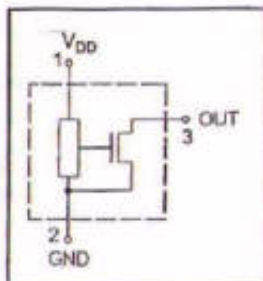


#### Technische gegevens

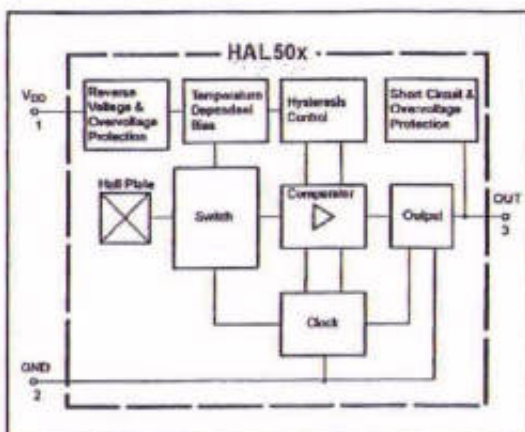
- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 72
- aansluitgegevens: figuur 73
- intern blokschema: figuur 74
- timing-diagram: figuur 75
- voedingsspanning: +3,8 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom: 1,6 mA minimaal, 5,2 mA maximaal
- uitgangsspanning "L": 400 mV maximaal bij 20 mA
- uitgangsspanning: 32 V maximaal
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
- uitgangslekstroom: 10  $\mu$ A maximaal
- schakelfluxen (25 °C):
  - $B_{on}$ : minimaal 6,0 mT, typisch 8,0 mT, maximaal 10,0 mT
- magnetische offset: -1,5 mT minimaal, 0 mT typisch, 1,5 mT maximaal
- enable-tijd: 30  $\mu$ s typisch, 70  $\mu$ s maximaal

- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 10 kHz maximaal
- interne chopperfrequentie: 52 kHz minimaal, 73 kHz maximaal

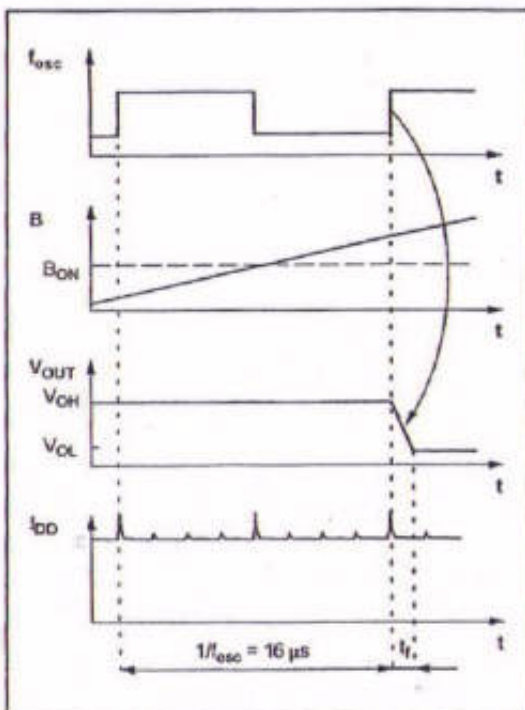
**Figuur 73**  
Aansluitgegevens  
van de HAL503



**Figuur 74**  
Intern blokschema  
van de HAL503



**Figuur 75**  
Timingdiagram van  
de HAL503



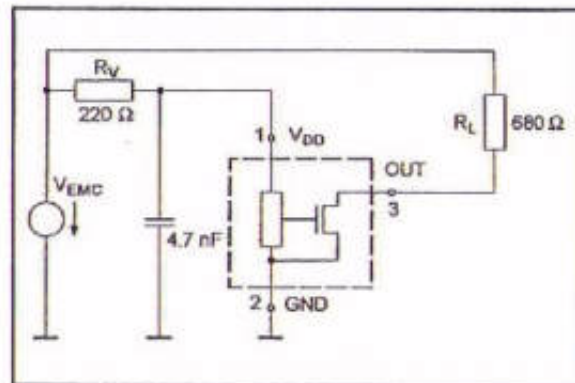
**Voorbeeld-  
schakeling**

Figuur 76 geeft de standaardschakeling rond de HAL503. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de



sensor (pin 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

**Figuur 76**  
Voorbeeldschakeling  
rond de HAL503



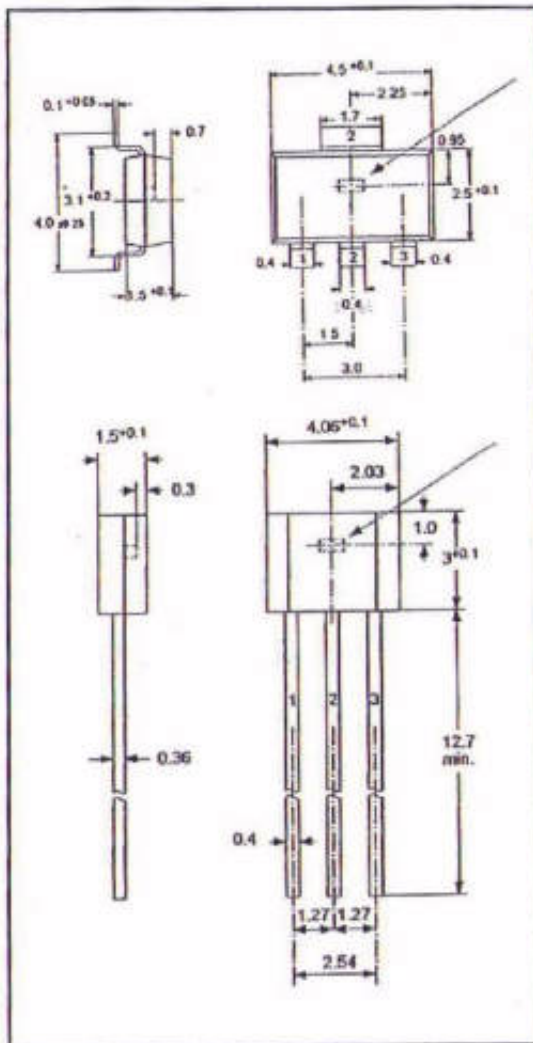
## HAL504

**Beschrijving** De HAL504 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. De uitgang wordt "H" als de waarde van het magnetisch veld onder een bepaalde waarde valt. De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V. De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die "switched offset compensation" wordt genoemd. Een interne generator levert twee geïnverteerde clocksignalen af. Na een fase wordt de gemeten spanning gesampled, na de tweede fase wordt de momentele spanning gemeten. Het verschil tussen beide sensor-spanningen wordt gemiddeld en aan de comparator aangeboden.

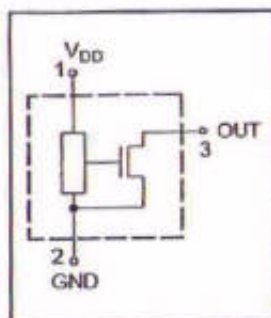
- Technische gegevens**
- fabrikant: ITT Internmetall
  - behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 77
  - aansluitgegevens: figuur 78
  - intern blokschema: figuur 79
  - timing-diagram: figuur 80
  - voedingsspanning: +3,8 V minimaal, +24 V maximaal
  - voedingsstroom: 1,6 mA minimaal, 5,2 mA maximaal
  - uitgangsspanning "L": 400 mV maximaal bij 20 mA
  - uitgangsspanning: 32 V maximaal
  - uitgangsstroom: 30 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
  - uitgangslekstroom: 10  $\mu$ A maximaal
  - schakelfluxen (25 °C):
    - $B_{on}$ : minimaal 9,5 mT, typisch 12,0 mT, maximaal 14,5 mT
    - $B_{off}$ : minimaal 5,0 mT, typisch 7,0 mT, maximaal 9,0 mT
  - magnetische offset: 7,2 mT minimaal, 9,5 mT typisch, 11,8 mT maximaal

- enable-tijd: 30  $\mu$ s typisch, 70  $\mu$ s maximaal
- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 10 kHz maximaal
- interne chopperfrequentie: 52 kHz minimaal, 73 kHz maximaal

**Figuur 77**  
Behuizingen van de  
HAL504



**Figuur 78**  
Aansluitgegevens  
van de HAL504

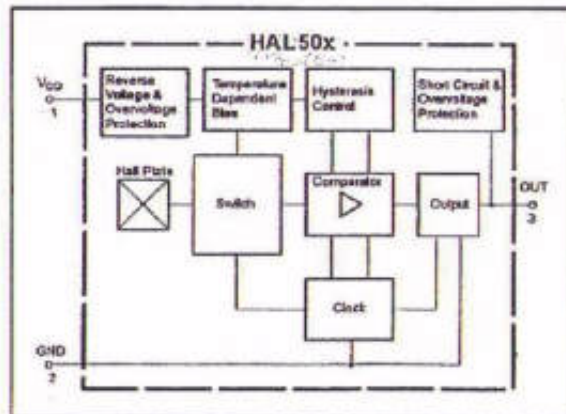


#### Voorbeeld- schakeling

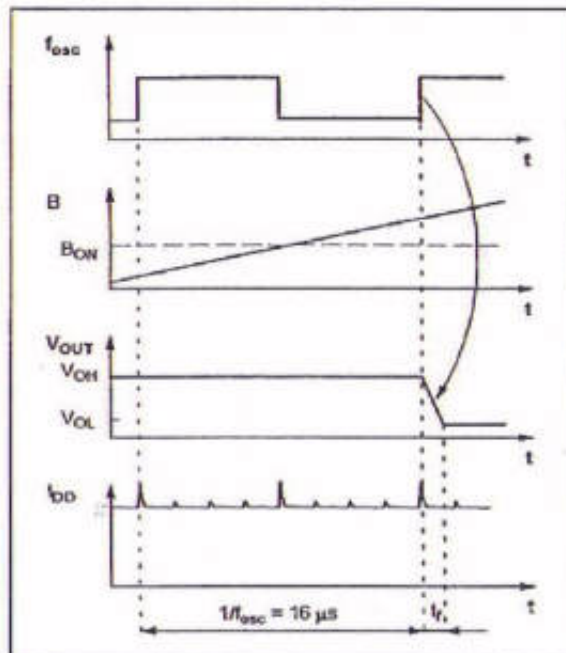
De standaardschakeling rond de HAL504 is getekend in figuur 81. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.



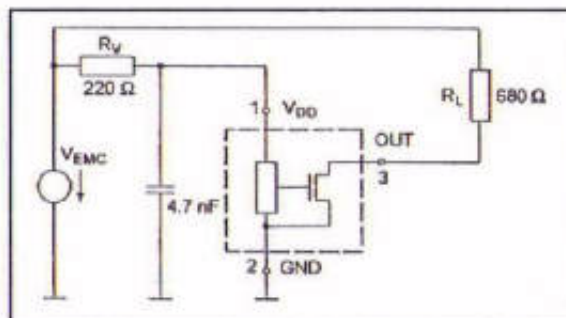
**Figuur 79**  
Intern blokschema  
van de HAL504



**Figuur 80**  
Timingdiagram van  
de HAL504



**Figuur 81**  
Voorbeeldschakeling  
rond de HAL504



## HAL505

**Beschrijving** De HAL505 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. Verwijderd men dit veld, dan zal de uitgang in deze toestand blijven vanwege de aanwezigheid van een interne latch.

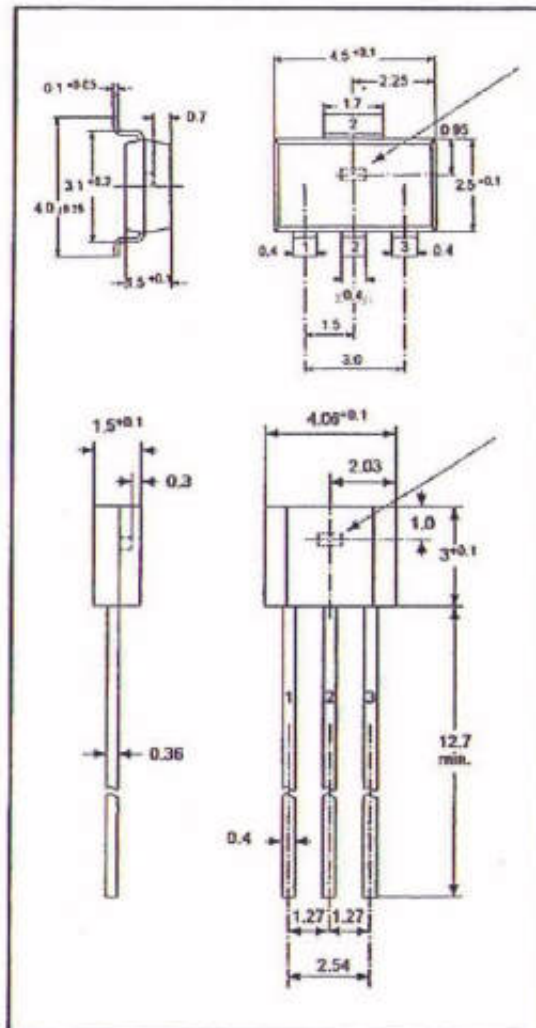


De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V.

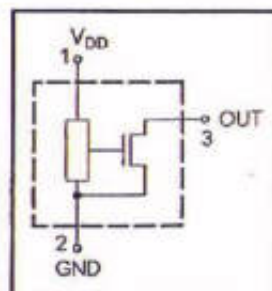
De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die "switched offset compensation" wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn.

Het verschil tussen de sensor-spanningen na de eerste en de tweede fase van deze clock wordt in de comparator vergeleken met de interne drempel.

**Figuur 82**  
Behuizingen van de  
HAL505



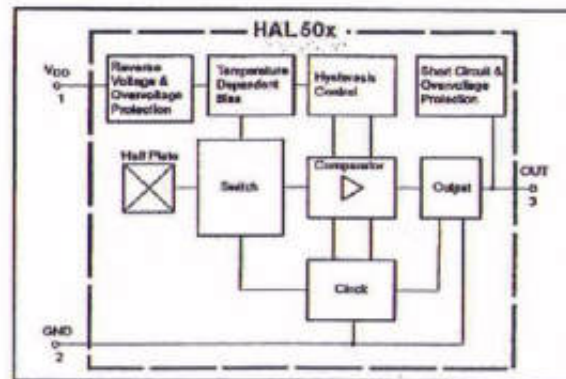
**Figuur 83**  
Aansluitgegevens  
van de HAL505



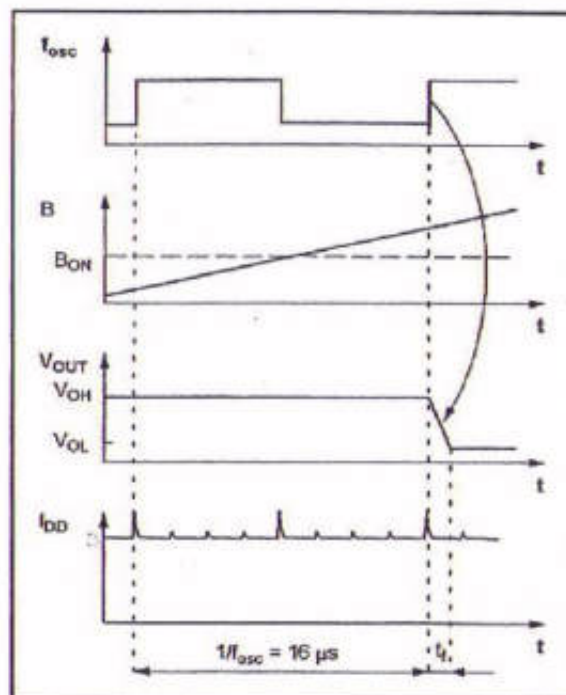
## Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 82
- aansluitgegevens: figuur 83
- intern blokschema: figuur 84
- timing-diagram: figuur 85
- voedingsspanning: +3,8 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom: 1,6 mA minimaal, 5,2 mA maximaal
- uitgangsspanning "L": 400 mV maximaal bij 20 mA
- uitgangsspanning: 32 V maximaal
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
- uitgangslekstroom: 10  $\mu$ A maximaal
- schakelfluxen (25 °C):
  - B<sub>on</sub>: minimaal 11,0 mT, typisch 14,0 mT, maximaal 17,0 mT
- magnetische offset: -1,5 mT minimaal, 0 mT typisch, 1,5 mT maximaal
- enable-tijd: 30  $\mu$ s typisch, 70  $\mu$ s maximaal
- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 10 kHz maximaal
- interne chopperfrequentie: 52 kHz minimaal, 73 kHz maximaal

**Figuur 84**  
Intern blokschema  
van de HAL505



**Figuur 85**  
*Timingdiagram van de HAL505*

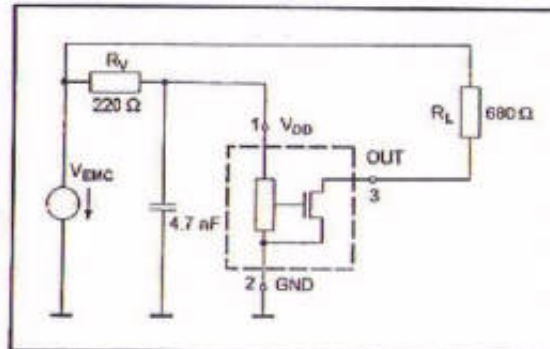




**Voorbeeld-  
schakeling**

Figuur 86 geeft de standaard schakeling rond de HAL505. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

**Figuur 86**  
Voorbeeldschakeling  
met een HAL505



## HAL506

**Beschrijving**

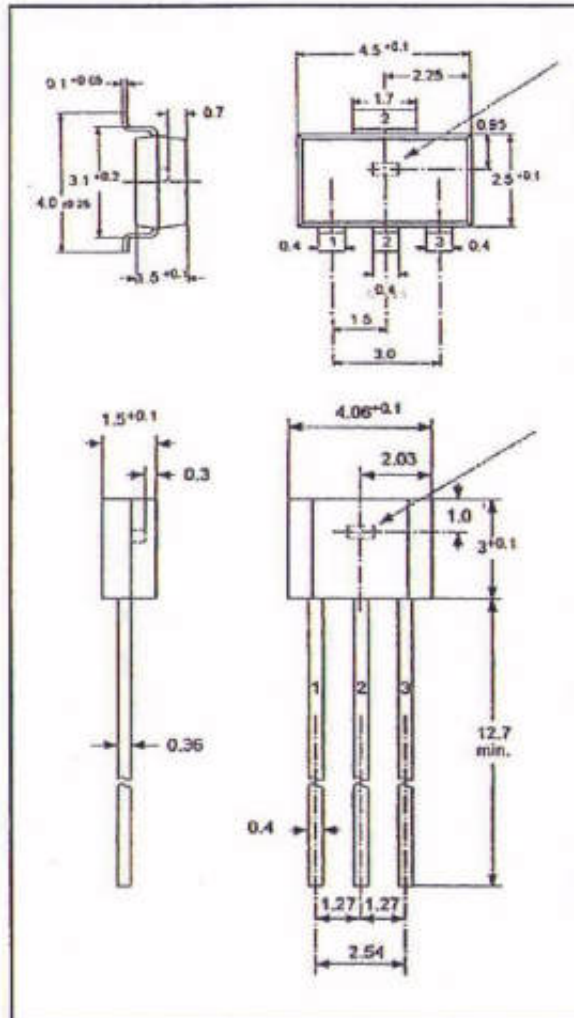
De HAL506 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magnetisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. Valt de waarde van het veld onder een bepaalde drempel, dan wordt de uitgang-FET naar sper gestuurd en wordt de uitgang dus in feite tri-state of "H". De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V. De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die "switched offset compensation" wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. De uitgangsspanning van de sensor na de eerste fase wordt gesampled. Op het einde van de tweede fase worden de gesamplede waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken.

**Technische  
gegevens**

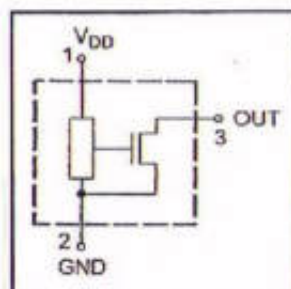
- fabrikant: ITT Internmetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 87
- aansluitgegevens: figuur 88
- intern blokschema: figuur 89
- timing-diagram: figuur 90
- voedingsspanning: +3,8 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom: 1,6 mA minimaal, 5,2 mA maximaal
- uitgangsspanning "L": 400 mV maximaal bij 20 mA
- uitgangsspanning: 32 V maximaal
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
- uitgangslekstroom: 10  $\mu$ A maximaal
- schakelfluxen (25 °C):
  - $B_{on}$ : minimaal 3,8 mT, typisch 5,5 mT, maximaal 7,2 mT
  - $B_{off}$ : minimaal 2,0 mT, typisch 3,5 mT, maximaal 5,0 mT

- magnetische offset: 3,0 mT minimaal, 4,5 mT typisch, 6,2 mT maximaal
- enable-tijd: 30  $\mu$ s typisch, 70  $\mu$ s maximaal
- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 10 kHz maximaal
- interne chopperfrequentie: 52 kHz minimaal, 73 kHz maximaal

**Figuur 87**  
Behuizingen van de  
HAL506



**Figuur 88**  
Aansluitgegevens  
van de HAL506

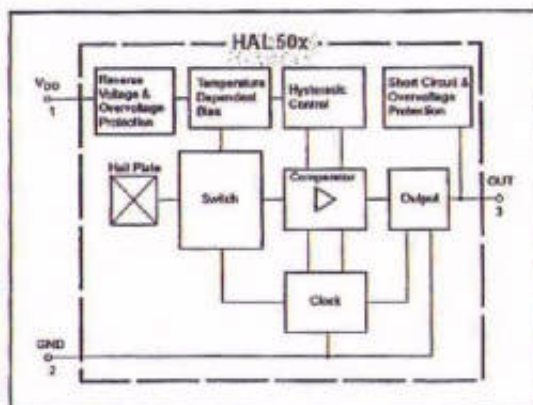


#### Voorbeeld- schakeling

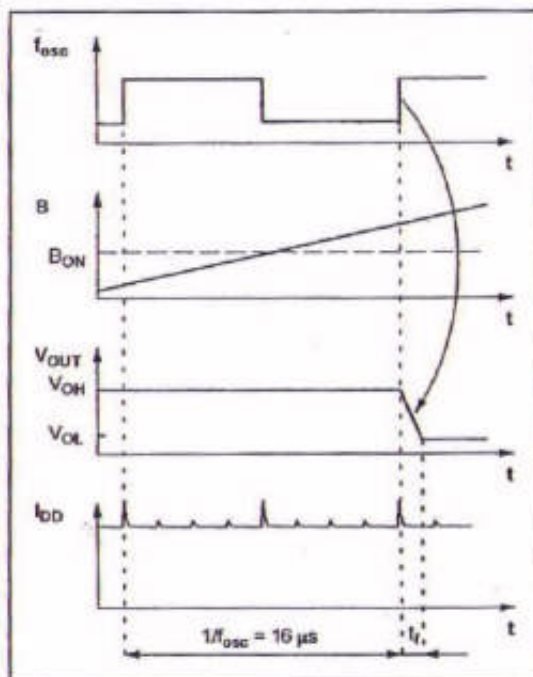
In figuur 91 is de standaardschakeling rond de HAL506 getekend. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.



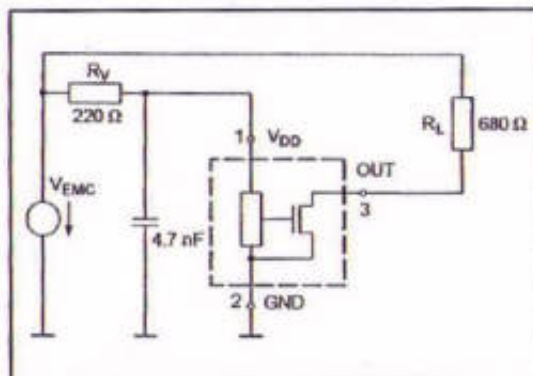
**Figuur 89**  
Intern blokschema  
van de HAL506



**Figuur 90**  
Timingdiagram van  
de HAL506



**Figuur 91**  
Voorbeeldschakeling  
met de HAL506



## HAL508

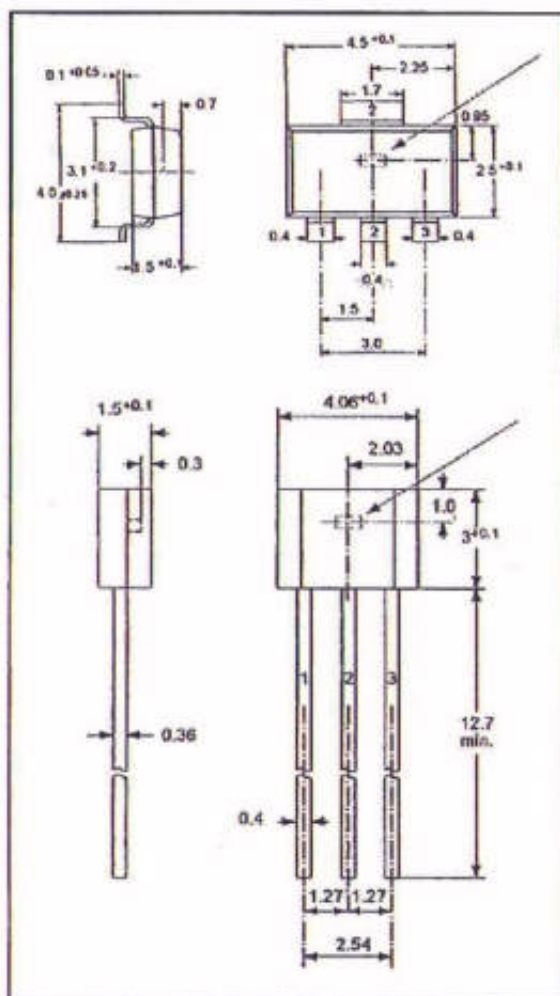
### Beschrijving

De HAL508 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. De uitgang wordt naar de massa getrokken als de zuidpool van een magne-



tisch veld aan de kant van de opdruk van de behuizing wordt aangelegd. Verwijdert men het magnetisch veld, dan gaat de uitgang naar "H" als deze via een serie-weerstand is aangesloten op een positieve spanning. De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V. De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die "switched offset compensation" wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. Het verschil tussen de uitgangsspanning van de sensor na de eerste en na de tweede fase wordt aan de comparator aangeboden.

**Figuur 92**  
Behuizingen van de  
HAL508

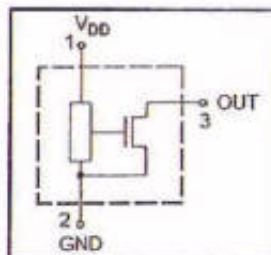


**Technische gegevens**

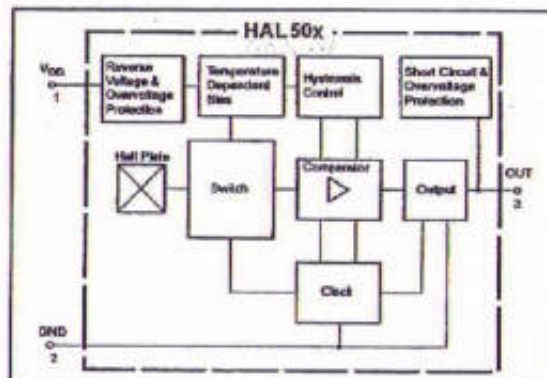
- fabrikant: ITT Internmetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 92
- aansluitgegevens: figuur 93
- intern blokschema: figuur 94
- timing-diagram: figuur 95
- voedingsspanning: +3,8 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom: 1,6 mA minimaal, 5,2 mA maximaal
- uitgangsspanning "L": 400 mV maximaal bij 20 mA

- uitgangsspanning: 32 V maximaal
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
- uitgangslekstroom: 10  $\mu$ A maximaal
- schakelfluxen (25 °C):
  - $B_{on}$ : minimaal 15,0 mT, typisch 18,0 mT, maximaal 20,7 mT
  - $B_{off}$ : minimaal 13,5 mT, typisch 16,0 mT, maximaal 19,0 mT
- magnetische offset: 14 mT minimaal, 17 mT typisch, 20 mT maximaal
- enable-tijd: 30  $\mu$ s typisch, 70  $\mu$ s maximaal
- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 10 kHz maximaal
- interne chopperfrequentie: 52 kHz minimaal, 73 kHz maximaal

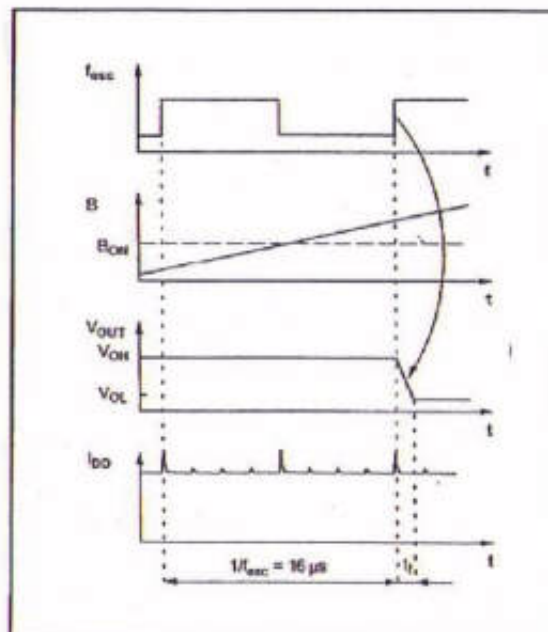
**Figuur 93**  
Aansluitgegevens  
van de HAL508



**Figuur 94**  
Intern blokschema  
van de HAL508



**Figuur 95**  
Timingdiagram van  
de HAL508

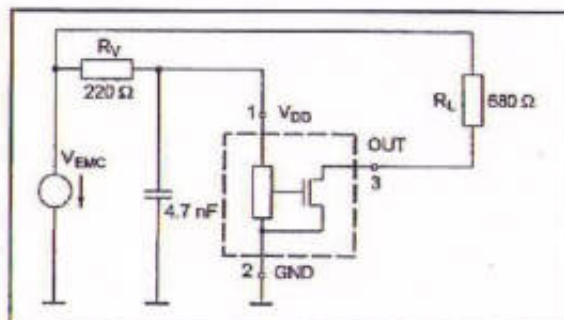




**Voorbeeld-  
schakeling**

Figuur 96 geeft de standaard-schakeling rond de HAL508. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

**Figuur 96**  
Voorbeeldschakeling  
met een HAL508



## HAL556

**Beschrijving**

De HAL556 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. Deze levert twee clock-signalen af. De Hall-spanningen na de eerste en na de tweede fase worden gemiddeld en deze gemiddelde waarde wordt aan de interne comparator aangeboden. Op deze manier wordt de Hall-offset in belangrijke mate geminimaliseerd. In de comparator wordt de gemeten spanning vergeleken met een drempel. De uitgang van de comparator stuurt een interne stroombron. Meet de sensor een magnetische flux boven een bepaalde waarde, waarbij de zuidpool aan de kant van de opdruk van de behuizing moet zitten, dan wordt de stroombron ingesteld op een hoge waarde. In alle andere gevallen wordt de stroombron ingesteld op een kleine waarde. De HAL556 heeft slechts twee aansluitingen en het is het grote verschil in opgenomen stroom dat bepaalt of de sensor "actief" dan wel "passief" is. De Hall-sensor worden gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender.

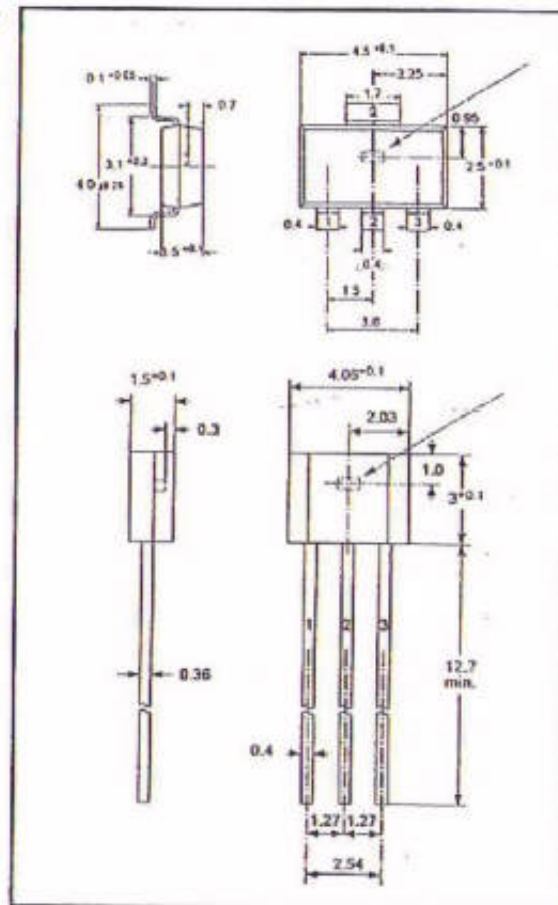
**Technische  
gegevens**

- fabrikant: ITT Internmetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 97
- aansluitgegevens: figuur 98
- intern blokschema: figuur 99
- timing-diagram: figuur 100
- voedingsspanning: +4,0 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom "uit": 1,9 mA minimaal, 3,5 mA typisch, 6,0 mA maximaal
- voedingsstroom "aan": 12 mA minimaal, 15,5 mA typisch, 19 mA maximaal
- schakelfluxen (25 °C):
  - $B_{on}$ : minimaal 3,4 mT, typisch 5,5 mT, maximaal 7,2 mT
  - $B_{off}$ : minimaal 2,0 mT, typisch 3,5 mT, maximaal 5,7 mT
- magnetische offset: 3,0 mT minimaal, 4,5 mT typisch, 6,2 mT maximaal
- enable-tijd: 20  $\mu$ s typisch, 30  $\mu$ s maximaal
- stijgtijd: 1.600 ns maximaal

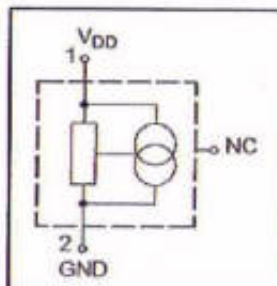


- daaltijd: 1.600 ns maximaal
- werkfrequentie: 10 kHz maximaal
- interne chopperfrequentie: 75 kHz minimaal, 165 kHz maximaal

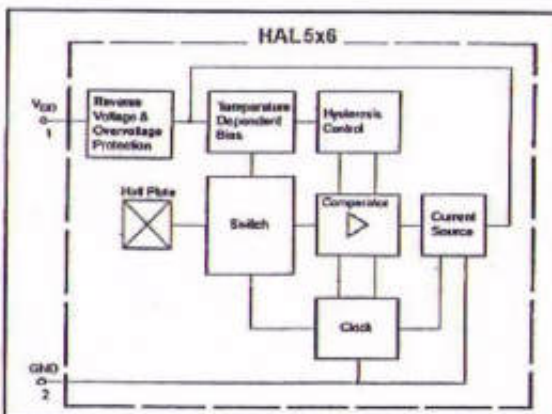
**Figuur 97**  
Behuizingen van de  
HAL556



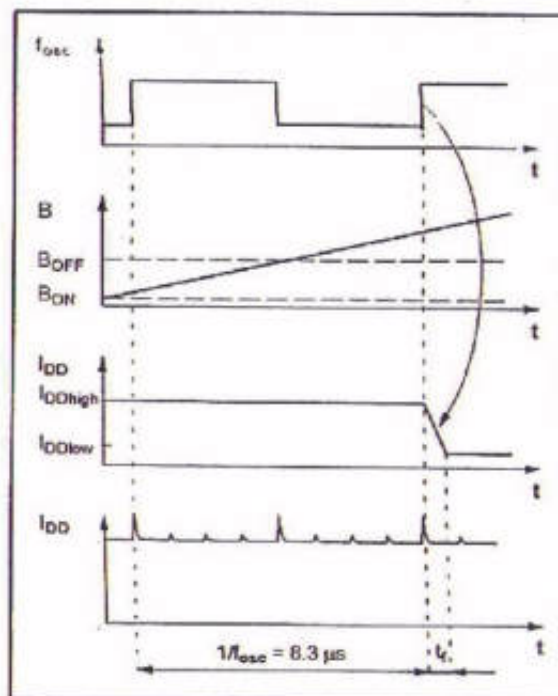
**Figuur 98**  
Aansluitgegevens  
van de HAL556



**Figuur 99**  
Intern blokschema  
van de HAL556



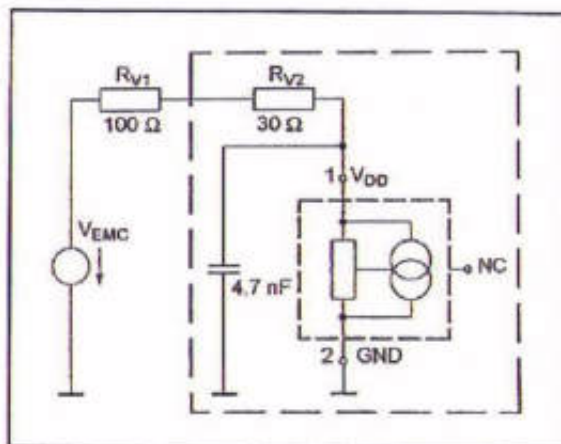
**Figuur 100**  
Timingdiagram van  
de HAL559



#### Voorbeeld- schakeling

In figuur 101 is de standaardschakeling rond de HAL556 getekend. Aanbevolen wordt tussen de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) en de massa (pen 2) een condensator van 4,7 nF op te nemen. Gebruikt men de sensor in omgevingen die besmet zijn met veel elektromagnetische storing, dan moet men een 100  $\Omega$  weerstand in serie met de voeding opnemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

**Figuur 101**  
Voorbeeld van een  
schakeling met een  
HAL556



## HAL566

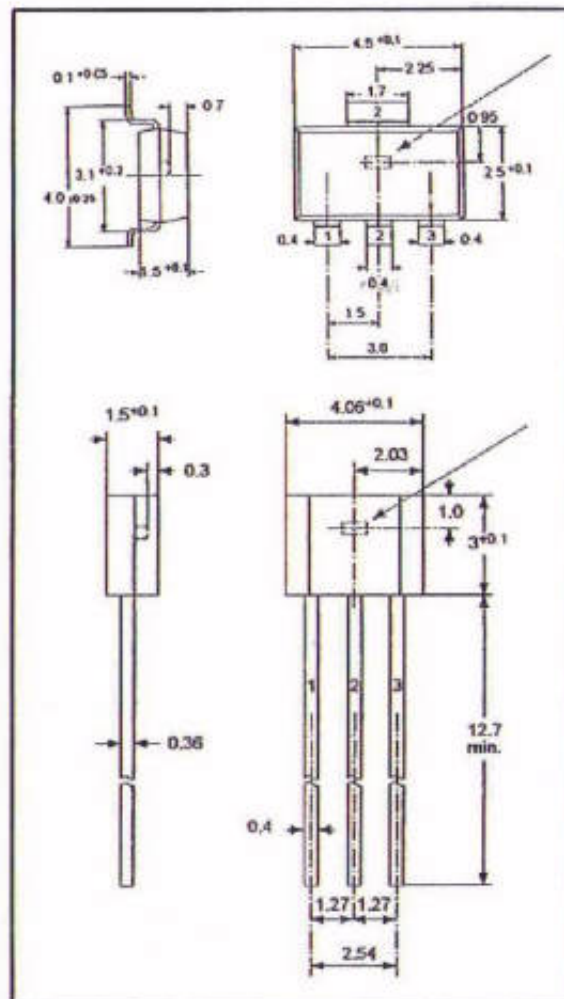
#### Beschrijving

De HAL566 bevat een Hall-generator, waarvan de Hall-offset wordt gecompenseerd door middel van een interne chopper. Deze levert twee clock-signalen af. De Hall-spanningen na de eerste en na de tweede fase worden gemiddeld en deze gemiddelde waarde wordt aan de interne comparator aangeboden. Op deze manier wordt de Hall-offset in belangrijke mate geminimaliseerd. In de comparator wordt de gemeten spanning vergeleken met een drempel. De



uitgang van de comparator stuurt een interne stroombron. Meet de sensor een magnetische flux boven een bepaalde waarde, waarbij de zuidpool aan de kant van de opdruk van de behuizing moet zitten, dan wordt de stroombron ingesteld op een lage waarde. In alle andere gevallen wordt de stroombron ingesteld op een hoge waarde. De HAL566 heeft slechts twee aansluitingen en het is het grote verschil in opgenomen stroom dat bepaalt of de sensor "actief" dan wel "passief" is. De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender.

**Figuur 102**  
Behuizingen van de  
HAL566



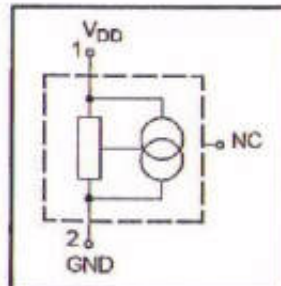
**Technische gegevens**

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 102
- aansluitgegevens: figuur 103
- intern blokschema: figuur 104
- timing-diagram: figuur 105
- voedingsspanning: +4,0 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom "uit": 1,9 mA minimaal, 3,5 mA typisch, 6,0 mA maximaal
- voedingsstroom "aan": 12 mA minimaal, 15,5 mA typisch, 19 mA maximaal
- schakelfluxen (25 °C):

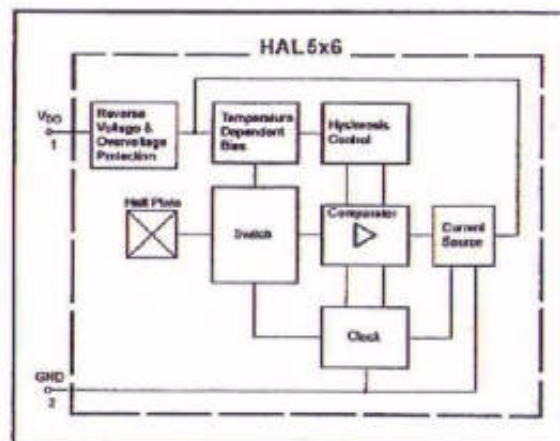


- $B_{on}$ : minimaal 2,0 mT, typisch 3,5 mT, maximaal 5,7 mT
- $B_{off}$ : minimaal 3,4 mT, typisch 5,5 mT, maximaal 7,2 mT
- magnetische offset: 3,0 mT minimaal, 4,5 mT typisch, 6,2 mT maximaal
- enable-tijd: 20  $\mu$ s typisch, 30  $\mu$ s maximaal
- stijgtijd: 1.600 ns maximaal
- daaltijd: 1.600 ns maximaal
- werkfrequentie: 10 kHz maximaal
- interne chopperfrequentie: 75 kHz minimaal, 165 kHz maximaal

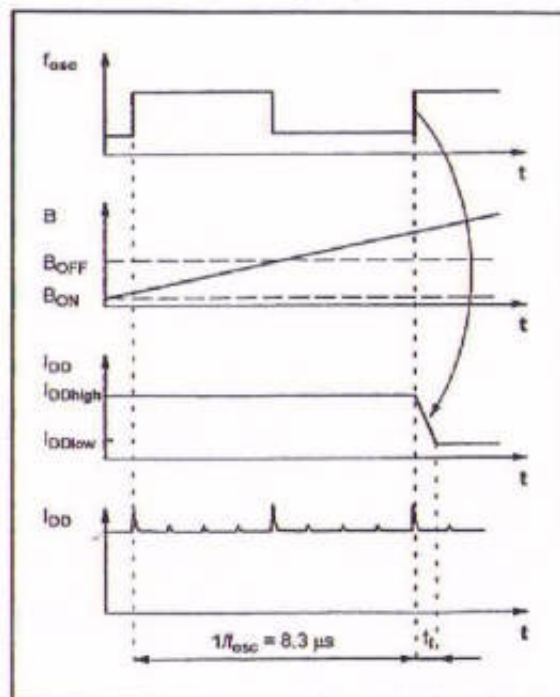
**Figuur 103**  
Aansluitgegevens  
van de HAL566



**Figuur 104**  
Intern blokschema  
van de HAL566



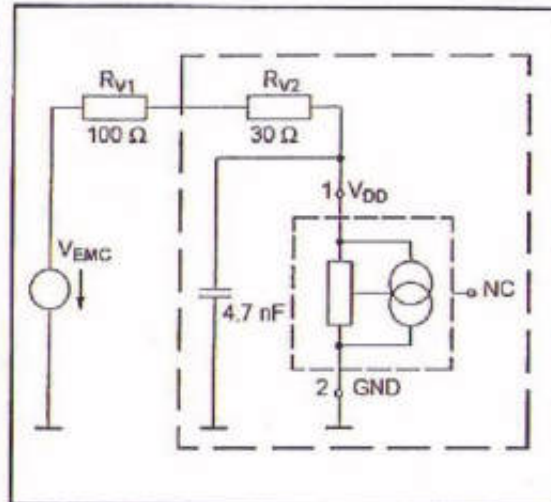
**Figuur 105**  
Timingdiagram van  
de HAL566



**Voorbeeld-schakeling**

De standaard-schakeling rond de HAL566 is geschetst in figuur 106. Aanbevolen wordt tussen de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) en de massa (pen 2) een condensator van 4,7 nF op te nemen. Gebruikt men de sensor in omgevingen die besmet zijn met veel elektromagnetische storing, dan moet men een 100  $\Omega$  weerstand in serie met de voeding opnemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

**Figuur 106**  
De standaard  
schakeling rond een  
HAL566



## HAL628

**Beschrijving**

Deze Hall-effect sensor genereert een digitale uitgangsspanning, waarvan het niveau afhankelijk is van de aanwezigheid van een **gepoold** magnetisch veld. Wordt de opdruk-kant van de behuizing in de buurt van een magnetische zuidpool gebracht, dan zal de uitgangstransistor gaan geleiden en de uitgang naar "L" trekken. Onder alle andere omstandigheden gaat de uitgangstransistor sperren en wordt de uitgang "H".

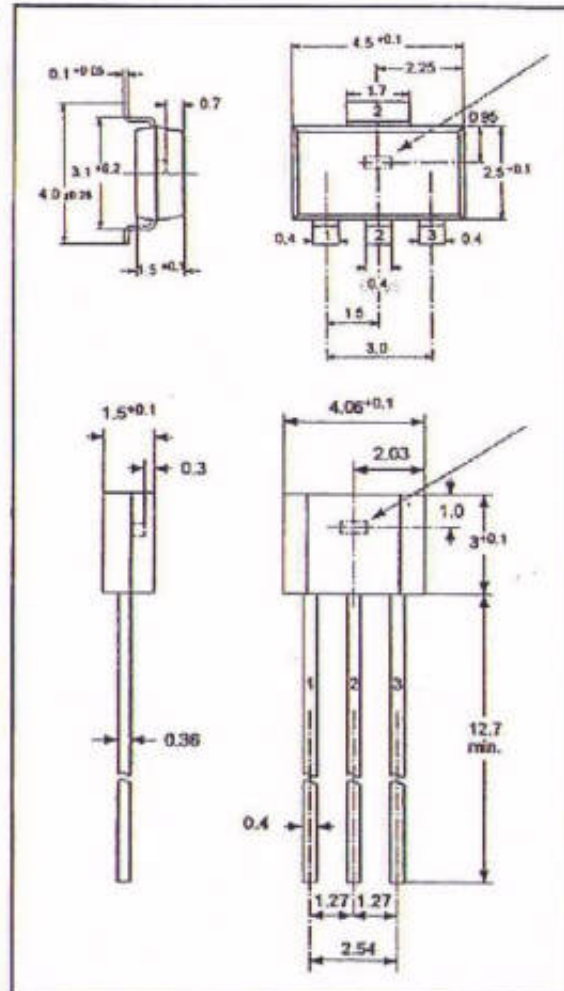
De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De Hall-generator levert een spanning die proportioneel is met het magnetisch veld. Deze spanning wordt in een comparator vergeleken met een interne drempel. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V. De HAL628 is, dank zij uitgebreide interne schakelingen, bestand tegen extreme externe condities. De schakeling bestaat uit:

- een interne spanningsstabilisator;
- de bias-generator voor de Hall-sensor;
- schakelingen voor offset-compensatie;
- oscillator;
- laagdoorlaat filter;
- comparator;
- threshold generator;
- beschermings-circuits.

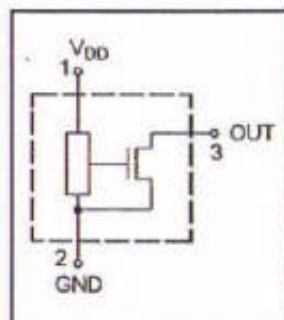
De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die "switched offset compensation" wordt genoemd. Een interne

generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. De sensor-spanning wordt gesampled op het einde van de eerste fase. Op het einde van de tweede fase worden de gesampled waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken. Er wordt een gemiddelde waarde berekend en deze wordt aan de comparator aangeboden.

**Figuur 107**  
Behuizingen van de  
HAL628



**Figuur 108**  
Aansluitgegevens  
van de HAL628



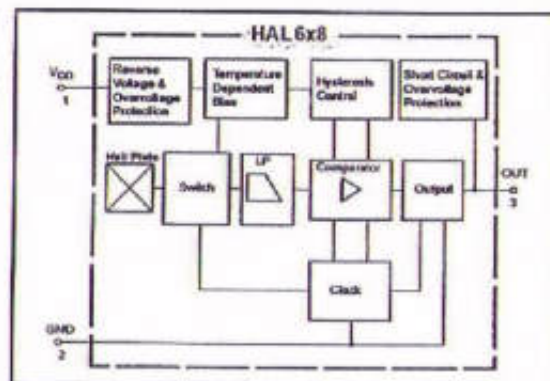
#### Technische gegevens

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 107
- aansluitgegevens: figuur 108
- intern blokschema: figuur 109
- voedingsspanning: +4,5 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom: 2,2 mA minimaal, 7,2 mA maximaal



- uitgangsspanning "L": 400 mV maximaal bij 20 mA
- uitgangsspanning: 32 V maximaal
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
- uitgangslekstroom: 10  $\mu$ A maximaal
- schakelfluxen (25 °C):
  - $B_{on}$ : minimaal 13,5 mT, typisch 18,1 mT, maximaal 20,5 mT
  - $B_{of}$ : minimaal 12,5 mT, typisch 15,9 mT, maximaal 19,0 mT
- magnetische offset: 14,0 mT minimaal, 17,0 mT typisch, 20,0 mT maximaal
- enable-tijd: 25  $\mu$ s typisch
- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 15 kHz maximaal
- clock-frequentie: 245 kHz minimaal, 430 kHz maximaal

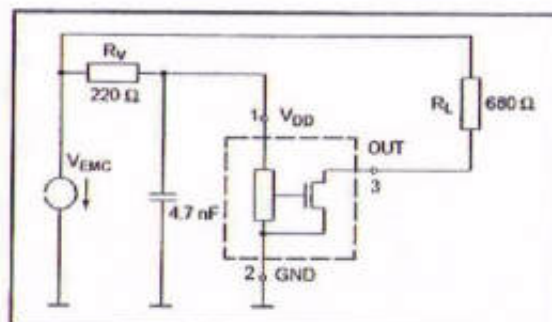
**Figuur 109**  
Intern blokschema  
van de HAL628



#### Voorbeeld- schakeling

In figuur 110 is de standaardschakeling rond de HAL628 getekend. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

**Figuur 110**  
Standaardschakeling  
rond de HAL628



## HAL638

#### Beschrijving

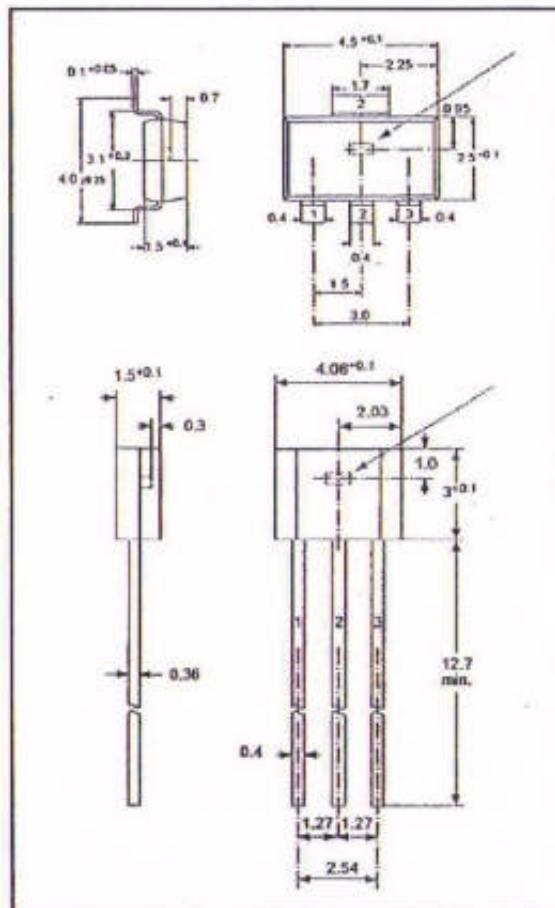
De HAL638 genereert een digitale uitgangsspanning, waarvan het niveau afhankelijk is van de aanwezigheid van een **gepoold** magnetisch veld. Wordt de opdruk-kant van de behuizing in de buurt van een magnetische zuidpool gebracht, dan zal de uitgangstransistor gaan sperren, zodat de uitgang in feite "tri-state" wordt en de uitgang naar "H" trekt. Onder alle andere omstandigheden gaat de uitgangstransistor geleiden en wordt de uitgang "L".

De Hall-sensor wordt gevoed door middel van een biasspanning, die wordt gecompenseerd voor de chip-temperatuur. De Hall-generator levert een spanning die proportioneel is met het magnetisch veld. Deze spanning wordt in een comparator vergeleken met een interne drempel. De comparator heeft een ingebouwde hysteresis, waardoor oscillaties worden vermeden en de uitgang ondubbelzinnig schakelt zonder dender. De uitgangstrap bestaat uit een FET met open drain. Deze trap is kortsluitvast en beschermd tegen overspanningen alsmede tegen negatieve spanningen tot -15 V. De HAL638 is, dank zij uitgebreide interne schakelingen, bestand tegen extreme externe condities. De schakeling bestaat uit:

- een interne spanningsstabilisator;
- de bias-generator voor de Hall-sensor;
- schakelingen voor offset-compensatie;
- oscillator;
- laagdoorlaat filter;
- comparator;
- threshold generator;
- beschermings-circuits.

De magnetische offset wordt gecompenseerd door een techniek die "switched offset compensation" wordt genoemd. Een interne generator levert twee clock-signalen die in tegenfase zijn. De sensor-spanning wordt gesampled op het einde van de eerste fase. Op het einde van de tweede fase worden de gesampled waarde en de momentele waarde met elkaar vergeleken. Er wordt een gemiddelde waarde berekend en deze wordt aan de comparator aangeboden.

**Figuur 111**  
Behuizingen van de  
HAL638

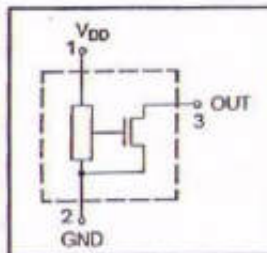




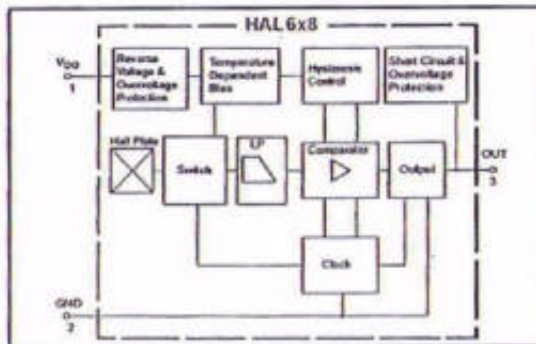
**Technische gegevens**

- fabrikant: ITT Intermetall
- behuizing: TO-92UA, SOT-89A, figuur 111
- aansluitgegevens: figuur 112
- intern blokschema: figuur 113
- voedingsspanning: +4,5 V minimaal, +24 V maximaal
- voedingsstroom: 2,2 mA minimaal, 7,2 mA maximaal
- uitgangsspanning "L": 400 mV maximaal bij 20 mA
- uitgangsspanning: 32 V maximaal
- uitgangsstroom: 30 mA maximaal continu, 250 mA maximaal piek
- uitgangslekstroom: 10  $\mu$ A maximaal
- schakelfluxen (25 °C):
  - $B_{on}$ : minimaal 12,5 mT, typisch 15,9 mT, maximaal 19,0 mT
  - $B_{of}$ : minimaal 13,5 mT, typisch 18,1 mT, maximaal 20,5 mT
- magnetische offset: 14,0 mT minimaal, 17,0 mT typisch, 20,0 mT maximaal
- enable-tijd: 25  $\mu$ s typisch
- stijgtijd: 400 ns maximaal
- daaltijd: 400 ns maximaal
- werkfrequentie: 15 kHz maximaal
- clock-frequentie: 245 kHz minimaal, 430 kHz maximaal

**Figuur 112**  
Aansluitgegevens  
van de HAL638

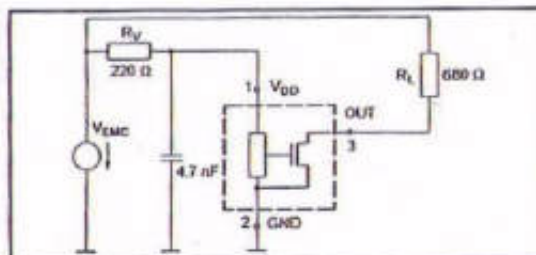


**Figuur 113**  
Intern blokschema  
van de HAL638

**Voorbeeldschakeling**

In figuur 114 is de standaardschakeling rond de HAL638 getekend. Aanbevolen wordt tussen de voeding en de voedingsaansluiting van de sensor (pen 1) een RC-netwerkje op te nemen. Deze onderdelen moeten zo dicht mogelijk bij de sensor worden opgenomen.

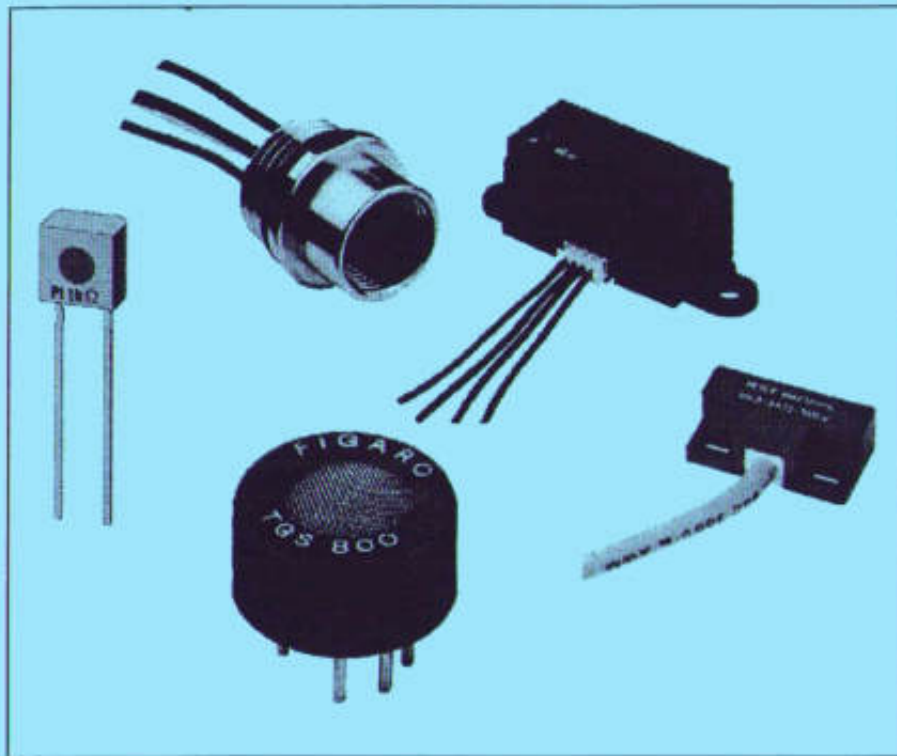
**Figuur 114**  
Standaardschakeling  
rond de HAL638







# Groot elektronische sensoren boek



**Deel 2**  
**Magneto-resistieve**  
**sensoren**

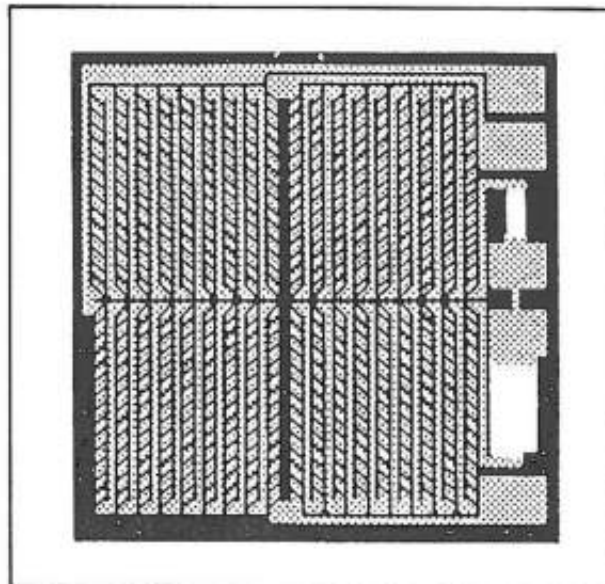




# Werking en principes

**Inleiding** De in deze brochure besproken magnetisch gevoelige sensoren berusten qua werking op het principe van het zogenoemde "magneto-resistieve effect". Dit effect heeft veel gemeen met het "Hall-effect", maar is toch wezenlijk anders. Onder invloed van magnetische velden wijzigen bepaalde ferro-magnetische materialen hun elektrische weerstand. Hierbij is de weerstandsverandering zowel afhankelijk van de grootte van de veldsterkte als van de hoek tussen de stroomrichting door de sensor en het inwerkende magnetische veld. Een voor dit effect geschikt gevoelig materiaal is bijvoorbeeld permalloy ( $\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$ ) dat door middel van dunne laag technologie, bijvoorbeeld foto-lithografisch, op siliciumchip's kan worden aangebracht. De layout van een dergelijke magneto-resistieve chip ziet er streepvormig uit, zoals voorgesteld in figuur 1.

**Figuur 1**  
De oppervlakte  
structuur van een  
magneto-resistieve  
sensor



De strepen worden tijdens het fotolithografische proces op de geoxideerde siliciumwafel opgedampt. Door middel van deze dunne-film technologie kunnen effectief en goedkoop sensoren worden gefabriceerd.

**Fysische werking** De natuurkundige wetmatigheid waaraan dergelijke sensoren gehoorzamen is het feit dat de elektrische weerstand van het opgedampte materiaal afhankelijk is van de hoek tussen de magnetisatie en de richting van de stroom door de laag. Dit wordt ook wel het "anisotrope magneto-resistieve effect" genoemd, omdat in verschillende richtingen diverse fysische eigenschappen optreden. De weerstandsvariatie kan worden uitgedrukt met de onderstaande formule:

$$R = R_0 + (\Delta R_0 \cdot \cos^2 \alpha)$$

In deze formule zijn:

- $R$ :  
de weerstand van de magneto-resistieve strip;
- $R_0$ :  
de specifieke weerstand in de voorkeursrichting;
- $\Delta R_0$ :  
invloed als gevolg van het magneto-resistieve effect;

–  $\alpha$ :

de hoek tussen de stroom  $I$  door de strip en de magnetisatie  $M$  van de strip

Hierdoor ontstaat een weerstandsverandering die evenredig is aan de magnetische flux.

Is het externe magnetisch veld geheel afwezig, dan is volgens de fysische wetmatigheden de richting van de magnetisatie in de afzonderlijke deeltjes van het ferromagnetische materiaal niet uniform. Door middel van een daartoe geëigende technologie (opdampen, sputteren) wordt bereikt dat de dunne magnetische strippen een bepaalde voorkeursrichting qua magnetisatie verkrijgen. Zodoende verloopt zonder extern toegevoerd veld  $H_y$  de magnetisatie  $M$  langs de in de  $x$ -richting aangebrachte weerstandsstrippen. Wordt er een extern magnetisch veld in de richting  $H_y$  aangelegd, dan vindt er een omdraaiing van de magnetisatie in de strippen plaats. De maximale relatieve verandering van de weerstandsverhouding  $\Delta R_0/R$  bedraagt bij benadering 2 tot 3 % voor permalloy materiaal. Het verband tussen een extern magnetisch veld  $H_y$  en de hoek  $\alpha$  wordt bepaald door de geometrische afmetingen van de strip en de magnetische anisotropie van het toegepaste materiaal (permalloy). Hiermee wordt rekening gehouden door het introduceren van een magnetisch veld  $H_0$  dat het gedomagnetiseerde en anisotropische veld beschrijft. Hieruit volgt:

$$\sin^2 \alpha = H_y^2 / H_0^2$$

als  $H < H_0$  en:

$$\sin^2 \alpha = 1$$

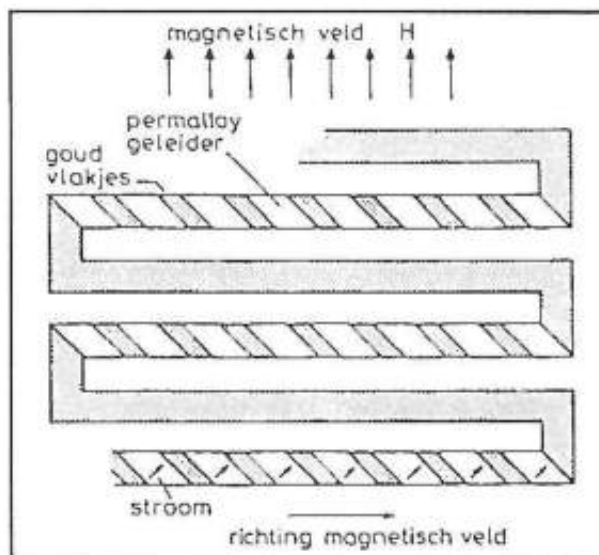
als  $H > H_0$

Daaruit ontstaat voor de karakteristieke waarde van een magneto-resistieve strip als sensor voor magnetische velden:

$$R = R_0 + \Delta R_0 * (1 - H_y^2 / H_0^2)$$

**Barber-polen** Om kleine magnetische velden meettechnisch aan te kunnen tonen, is een lineaire karakteristiek noodzakelijk. Deze wordt verkregen door de geometrie met zogenoemde "Barber-polen" uit te voeren. Hiervoor worden de strippen bedekt met reepjes aluminium of goud die onder een hoek van  $45^\circ$  ten opzichte van de as van de strip worden geplaatst, zie figuur 2.

**Figuur 2**  
Het aanbrengen van zogenoemde Barber-polen voor het lineariseren van de werking

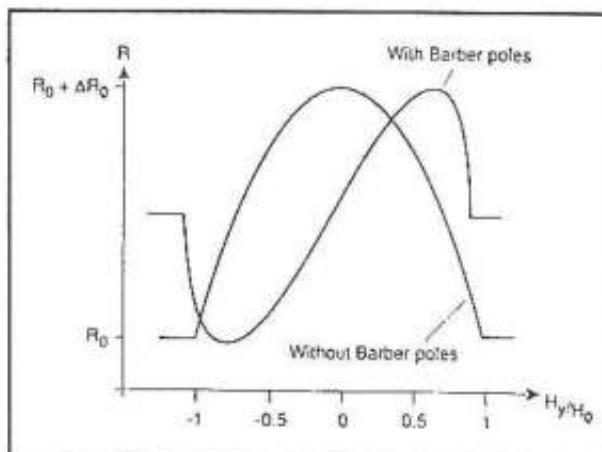


Omdat de reepjes aluminium of goud in vergelijking met permalloy zeer laagohmig zijn, wordt binnen de afzonderlijke zônes een

verandering in de stroomrichting met  $45^\circ$  ten opzichte van de voorkeursrichting gerealiseerd.

De invloed van deze Barber-polen wordt spectaculair toegelicht in figuur 3. Hierin wordt het verband tussen magnetisch veld en weerstand weergegeven voor een sensor mét en zonder Barber-polen.

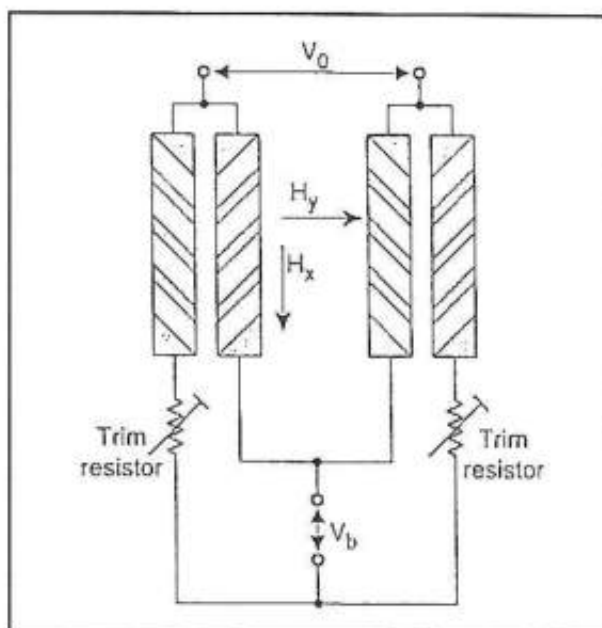
**Figuur 3**  
De karakteristieken  
van een  
magneto-resistieve  
sensor mét en zonder  
Barber-polen



Er kunnen zeer gevoelige sensoren worden gerealiseerd voor het meten van magnetische velden binnen het bereik van 100 nT tot 0,1 T en van 0 tot 100 MHz.

**Constructie** De complete rangschikking van de stripjes van een magneto-resistieve chip wordt meandervormig uitgevoerd. Nadien worden vier van dergelijke elementen samengevoegd tot een brug van Wheatstone, die vanuit een spanning  $V_0$  wordt gevoed, zie figuur 4. Dankzij de brugschakeling worden temperatuurinvloeden gecompenseerd.

**Figuur 4**  
Een praktische  
constructie van een  
magneto-resistieve  
sensor



Uit het schema kan worden afgeleid dat elke halve brug uit twee magneto-resistieve weerstandselementen bestaat, waarbij de Barber-polen verschillend zijn gericht. De brug wordt met behulp van een laser afgeregeld op de exacte nominale waarde. De spanning tussen de beide weerstanden van een halve brug verandert afhankelijk van de inwerking van een magnetisch veld. De ene weer-

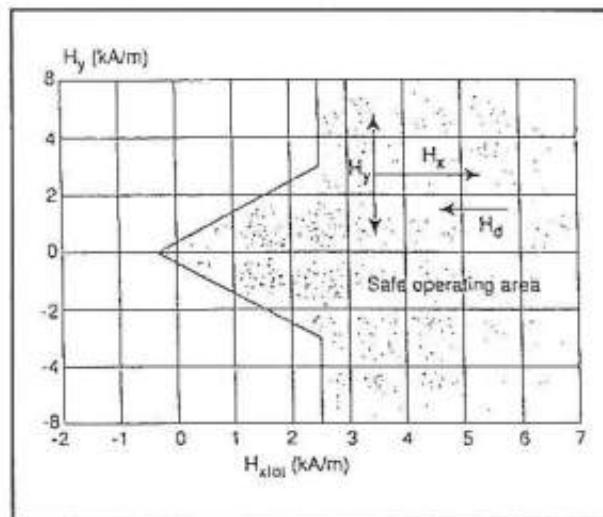


stand neemt toe, terwijl de andere ten gevolge van de afwijkende karakteristiek afneemt. Wordt een tweede halve brug met tegengestelde rangschikking van de Barber-polen toegevoegd, dan ontstaat de complete brug van Wheatstone. Het spanningsverschil  $V_b$  tussen de beide halve bruggen vormt het uitgangssignaal van het sensorelement. Met een extra weerstand wordt elke halve brug op  $V_b/2$  ingesteld, zodat ingeval van een niet inwerkend magnetisch veld de uitgangsspanning zo dicht mogelijk bij 0 V ligt.

### Introduceren van een hulpveld

Alleen de vorm van de strip en de anisotropie van het materiaal permalloy zijn bepalend voor de werking bij een ontbrekend extern magnetisch veld  $H_y$ . Dit betekent dat in deze toestand de strip zônes met verschillende magnetisatierichtingen kan hebben. Onder deze condities werkt de sensor niet betrouwbaar. Een betrouwbare werking van de sensor wordt wél verkregen door het aanleggen van een magnetisch hulpveld  $H_x$ , waardoor er een vaste magnetisatierichting wordt gecreëerd, zie figuur 5.

**Figuur 5**  
Het verhogen van de betrouwbaarheid van de sensor door het aanleggen van een extra magnetisch hulpveld  $H_x$



Het bereik waarbinnen de sensor betrouwbaar werkt, wordt bij het aanleggen van een extern magnetisch veld  $H_y$  bepaald door de waarde van het hulpveld  $H_x$ .

Het veld:

$$H_{\text{xtot}} = H_y + H_d$$

legt de toelaatbare waarden voor  $H_y$  vast. Daarbij staat  $H_d$  voor een extern storingsveld in de x-richting.

Voor het opwekken van het hulpveld volstaat een kleine permanente magneet. Deze magneet kan bijvoorbeeld op de behuizing van de sensor worden gelijmd. Bij de typen ZMY20M en ZMZ20M van Zetex is een andere mogelijkheid verwezenlijkt. Hier is de magneet in de behuizing geïntegreerd zodat in combinatie met de uitvoering als SMD-component een zeer compact sensorelement is gerealiseerd.

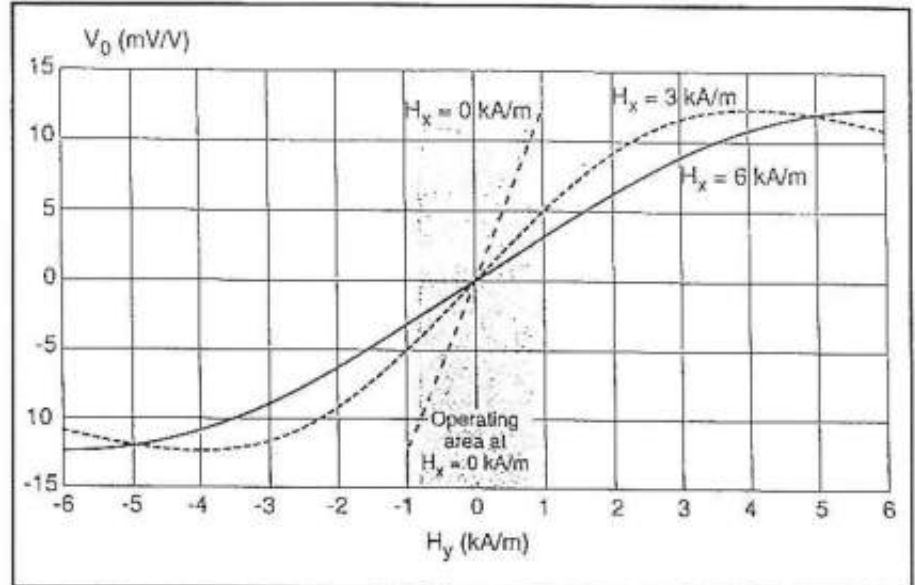
## De specificaties

**Inleiding** In de specificatiebladen zijn de parameters van de brug van Wheatstone steeds gerelateerd aan een ingangsspanning  $V_b$  van 1 V, dit in verband met het lineaire verband tussen de in- en uitgangsspanning in dit bereik.

**De gevoeligheid**

De gevoeligheid  $S$  [mV/V per kA/m] van de magneto-resistieve sensor is gedefinieerd als een toename van de uitgangsspanning als gevolg van het externe veld  $H_y$  in het bereik van -1 kA/m tot +1 kA/m. De karakteristieke waarde  $S$  is afhankelijk van de geometrie van de permalloy-meander en van het hulpveld  $H_x$ . De laatstgenoemde invloed wordt toegelicht aan de hand van de karakteristiek van figuur 6, waarbij  $H_x$  als parameter met waarden van 0 kA/m, 3 kA/m en 6 kA/m is opgevoerd.

**Figuur 6**  
De uitgangskarakteristiek van een magneto-resistieve sensor, in dit voorbeeld de ZMY20 van Zetex, hieruit blijkt de invloed van het extern veld  $H_x$



Opvallend is het zeer beperkte bruikbare werkgebied als het hulpveld gelijk aan nul is. Wél is de gevoeligheid van de sensor dan heel hoog: een kleine variatie van het  $H_y$ -veld heeft een grote variatie van de uitgangsspanning tot gevolg. Hieruit kan worden afgeleid dat een grote gevoeligheid gepaard gaat met een beperkt  $H_y$ -werkgebied.

**Offset**

De brug van Wheatstone is in een toestand zonder extern veld afgeregeld. In dit geval ligt de uitgangsspanning  $V_0$  in de buurt van 0 V bij kamertemperatuur. De afwijking van de uitgangsspanning ten opzichte van het nulpunt wordt als offsetspanning aangeduid en als  $V_{\text{off}}/V_0$  in mV/V aangegeven. De offset wordt veroorzaakt door kleine geometrische toleranties van de componenten van de brugschakeling die het gevolg zijn van het fotolithografische proces. Het vereffenen van de offset van de brug wordt gerealiseerd met behulp van een laser (laser-trimming) waarbij de uitgangsspanning van elke halve brug op  $V_0/2$  wordt ingesteld.

**De temperatuurscoëfficiënt**

De brugweerstand  $R_{\text{brug}}$  van een magneto-resistieve sensor bezit een lineaire temperatuurafhankelijkheid. De bijbehorende temperatuurscoëfficiënt van de brug is positief, dat wil zeggen dat deze toeneemt bij een stijgende temperatuur. Dit geldt met name voor metalen basismaterialen. De temperatuurscoëfficiënt van de gevoeligheid daarentegen is negatief, omdat de invloed van het magneto-resistieve effect met het toenemen van de temperatuur geringer wordt. Voedt men met een constante stroom, dan wordt de temperatuursafhankelijkheid van de gevoeligheid ten gevolge van het lineaire verband tussen in- en uitgangsspanning kleiner. Een hogere brugweerstand ten gevolge van een temperatuurstijging leidt tot een hogere spanning over het sensorelement waar-

door de verandering van de gevoeligheid voor een deel wordt gecompenseerd. Toch kan de brug van Wheatstone de invloed van de temperatuur niet geheel onderdrukken. De temperatuurscoëfficiënt van de offsetspanning is gekoppeld aan de geometrische afwijkingen van de weerstand van de dunne permalloy-laag en de toleranties van het fotolithografische proces. Deze eigenschap van de magneto-resistieve sensor beperkt de meetbaarheid van kleine magnetische velden over een groot temperatuurgebied, met name bij statische velden. Om de offset-drift zo goed mogelijk te onderdrukken kunnen twee sensoren op (nagenoeg) overeenstemmende temperatuurscoëfficiënten worden geselecteerd. Op deze wijze kan de drift gedeeltelijk door het verschil van de uitgangsspanningen van de beide sensoren worden ondervangen. Een andere mogelijkheid om de offset-drift te voorkomen, is het omkeren van de richting van het hulpveld om zo de polariteit van de uitgangsspanning te inverteren. Dit kan met behulp van kleine spoelen voor het opwekken van het hulpveld worden gerealiseerd.

**De hysteresis** De hysteresis van de uitgangsspanning beschrijft de nauwkeurigheid en reproduceerbaarheid van de magneto-resistieve sensor. De magnetisatie van de permalloy strip is niet geheel homogeen. Er zijn bepaalde kleine plekken van de meander, met name in de hoeken van de strippen, waarin de magnetisatie niet exact met het hulpveld overeenkomt.

De hysteresis wordt in een opstelling gemeten, waarin men de  $H_y$  eerst van  $-3 \text{ kA/m}$  tot  $+3 \text{ kA/m}$  laat toenemen en nadien teruggaat tot  $0 \text{ kA/m}$ . Bij deze procedure wordt het hulpveld ingesteld op  $H_x = 3 \text{ kA/m}$ .

De grootte  $V_{\text{off}} \cdot H/V_b$  beschrijft in dat geval de verschuiving van de offsetspanning, die wordt veroorzaakt door deze hysteresis-lus.

**Maximaal meetbereik** Het maximale bereik van de uitgangsspanning  $\Delta V_0/V_b$  (mV/V) wordt als het verschil van de uitgangsspanning bij  $\alpha = 0^\circ$  en  $\alpha = 90^\circ$  gedefinieerd, waarbij  $\alpha$  de hoek tussen stroom en magnetisatie van de magneto-resistieve strip voorstelt. Dit betekent dat deze grootte staat voor de sterkte van het magneto-resistieve effect. Deze karakteristieke waarde daalt met de temperatuur en bepaalt de gevoeligheid van de sensor.

## Toepassingen

**Inleiding** Magneto-resistieve sensoren zijn ideale onderdelen voor:

- het meten van stromen;
- het meten van kleine lineaire verplaatsingen;
- het meten van hoekverdraaiingen.

**Meten van stromen** Voor het meten van kleine tot gemiddelde stromen (gelijk- en wisselstroom) zijn drie gangbare oplossingen bekend:

- De traditionele methode van het opnemen van een stroomshunt in de leiding waarin men de stroom wil meten, waarna men de spanning over deze weerstand kan meten.
- Het transformatorprincipe, waarbij de te meten wisselstroom door een kleine primaire wikkeling van een stroomtrafo wordt gevoerd en men secundair een met de stroom recht evenredige spanning kan meten.



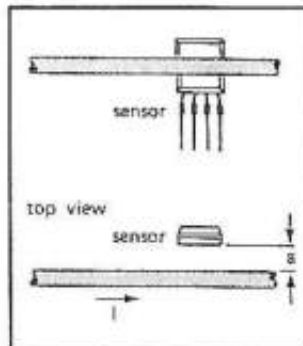
- Meten met stroomtangen, die rond de stroomvoerende geleider wordt geklemd.

Deze methoden hebben een aantal nadelen, zoals:

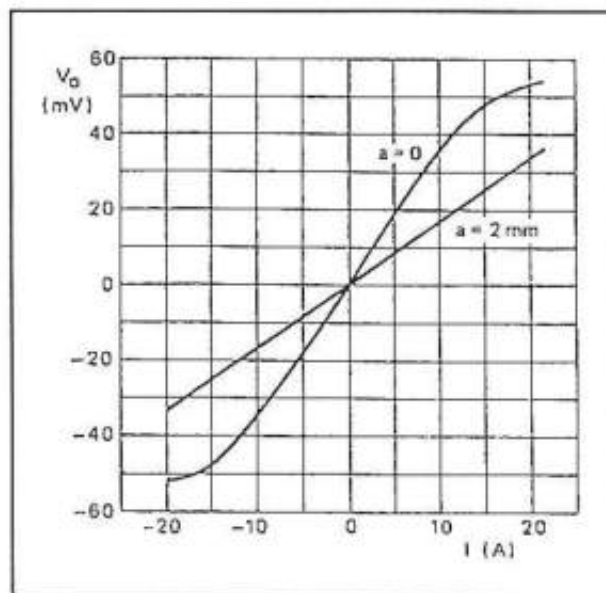
- het ontbreken van een galvanische scheiding;
- de noodzaak van een calibratieprocedure;
- vermogensverliezen;
- meetfouten en -onnauwkeurigheden;
- de invloed van harmonischen;
- de beperkte bandbreedte.

Magneto-resistieve sensoren voor het meten van stroom kennen deze nadelen niet. Deze sensoren hebben per definitie een galvanische scheiding zodat er potentiaalvrij kan worden gemeten en er dus ook geen terugwerking ontstaat. Daarnaast bieden ze een grote nauwkeurigheid, gepaard aan een grote bandbreedte. Ze zijn geschikt voor het meten van gelijk- en wisselstromen in bereiken van 0,1 A tot 4.000 A bij een bandbreedte van 0 Hz tot 100 kHz. In vergelijking met het "concurrerende" meetprincipe op basis van het Hall-effect bieden magneto-resistieve sensoren het voordeel van een betere lineariteit en een grotere storingsongevoeligheid, dankzij het hogere signaalniveau op het sensorelement. De sensoren werken bovendien over een temperatuurbereik van  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  tot  $+120\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Hun aanspreektijd is kleiner dan  $10\text{ }\mu\text{s}$ . Wat dat laatste betreft bieden Hall-effect sensoren echter een iets betere waarde.

**Figuur 7**  
De eenvoudigste  
opstelling voor het  
meten van stromen



**Figuur 8**  
De karakteristiek die  
het verband geeft  
tussen de door de  
geleider vloeiende  
stroom en de  
uitgangsspanning  
van de sensor



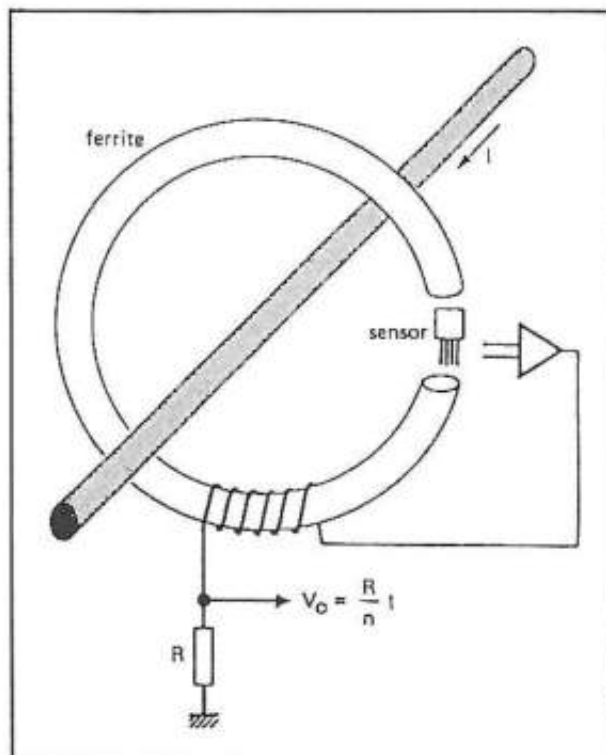
**Stromen  
meten in de praktijk**

In figuur 7 is een opstelling getekend, waarmee men de stroom door een stroomvoerende geleider kan meten. Zoals bekend ontstaat rond een stroomvoerende geleider een magnetisch veld. De sensor staat op een kleine afstand  $a$  van de geleider en vangt dus

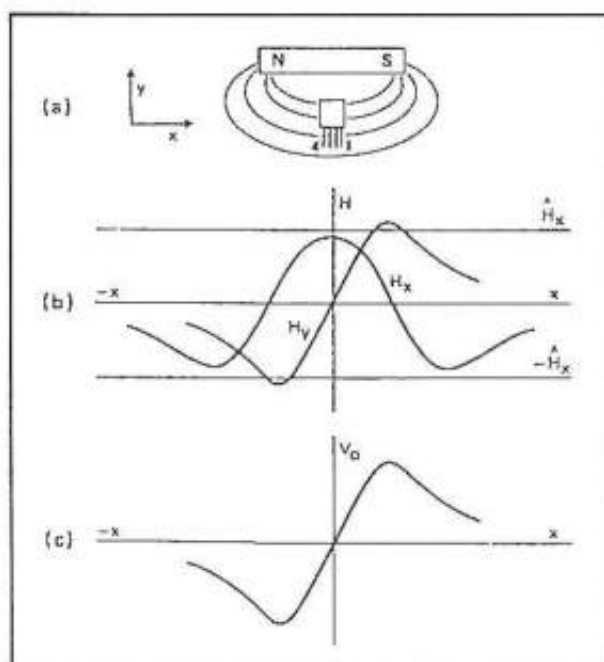
een deel van dit veld op. Zoals uit de grafiek van figuur 8 blijkt, is de uitgangsspanning  $V_o$  binnen een bereik van -20 A tot +20 A zo goed als recht evenredig met de grootte van de stroom.

In figuur 9 is een betere opstelling geschetst. De draad waarin men de stroom moet meten wordt omgeven door een kleine ferriet ring met een luchtspleet. In deze luchtspleet wordt de sensor opgenomen. De versterkte sensorspanning wordt via een klein spoeltje op de ferriet ring aan de belastingsweerstand  $R$  aangeboden. De stroom die door dit spoeltje vloeit levert het hulpveld voor het instellen van de sensor.

**Figuur 9**  
Een betere opstelling  
voor het meten van  
stromen



**Figuur 10**  
Het principe van het  
meten van lineaire  
verplaatsingen

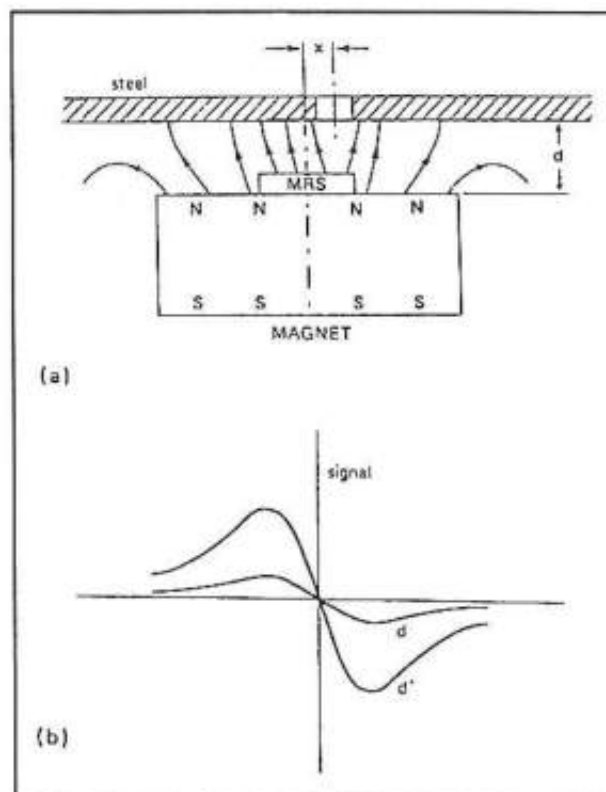


### Metten van verplaatsingen

Dank zij de specifieke vorm van de karakteristiek van een magneto-resistieve sensoren, zie figuur 6, kan men deze onderdelen op een vrij eenvoudige manier toepassen voor het meten van kleine

lineaire verplaatsingen. Het prinsipeschema is getekend in figuur 10. De sensor wordt opgenomen in het veld van een permanente magneet (figuur a) en wel zo dat magneet en sensor loodrecht op elkaar staan. De sensor wordt nu onderworpen aan een horizontaal en vertikaal magnetisch veld. Het horizontaal veld  $H_x$  levert het noodzakelijke hulpveld, het verticale veld  $H_y$  kan gebruikt worden om de positie van sensor ten opzichte van de permanente magneet te bepalen. Als de magneet heen en weer wordt bewogen, zal het veld  $H_y$  sterk in grootte variëren, terwijl het veld  $H_x$  vrijwel constant blijft (figuur b). Het gevolg is dat ook de uitgangsspanning van de sensor zal variëren en wel volgens figuur c. Binnen bepaalde grenzen is de variatie van de uitgangsspanning zelfs recht evenredig met de verplaatsing van de magneet. Bovendien kan uit de polariteit van het uitgangssignaal informatie ingewonnen worden over de richting waarin de magneet verschuift ten opzichte van de uitgangspositie. Verplaatst men de magneet naar rechts, dan levert de sensor een positief uitgangssignaal. Verplaatst men de sensor naar links, dan levert de sensor een negatief uitgangssignaal. In figuur 11 is een praktische opstelling geschetst, die bruikbaar is om de positie van een metalen plaat te bepalen ten opzichte van de sensor. De sensor wordt nu opgenomen tussen de plaat en een permanente magneet.

**Figuur 11**  
Een praktische  
opstelling voor het  
meten van de  
verplaatsing van een  
metalen plaat



In de plaat moet een gaatje worden aangebracht. Dit gaatje zorgt voor een verstoring in de veldlijnen van het magnetisch veld. In figuur b is de uitgangsspanning van de sensor getekend in functie van twee afstanden  $d$  tussen de sensor en de plaat. Hoewel de amplitude van het uitgangssignaal in grote mate afhankelijk is van deze afstand, blijkt uit de grafiek dat het lineaire verband tussen uitgangsspanning en verplaatsing behouden blijft.

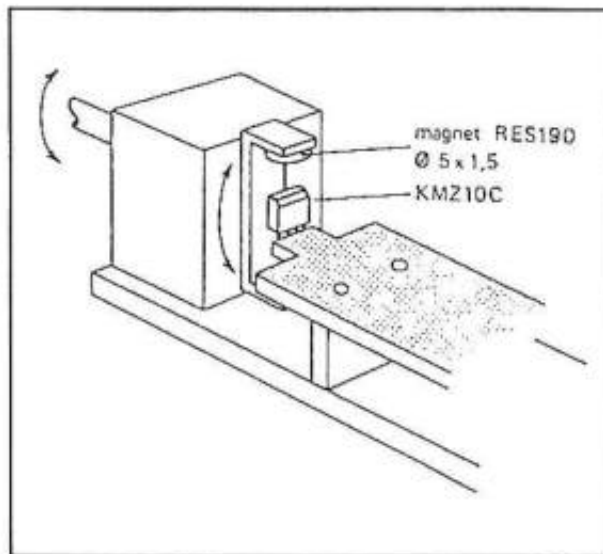
#### Metten van hoekverdraaiingen

In figuur 12 is een opstelling getekend, waarbij een magneto-resistieve sensor wordt gebruikt voor het meten van de hoekver-



draaiing van een as. De sensor is gemonteerd op een vast frame, gestippeld getekend. De as is voorzien van een U-vormig juk dat rond de sensor draait. Aan weerszijden van het juk zijn kleine permanente magneetjes opgenomen. Als men de getekend opstelling als de nul-positie beschouwt (de twee magneetjes en de sensor op één lijn), dan kan men met deze opstelling op een tamelijk lineaire manier hoekverdraaiingen van  $+85^\circ$  tot  $-85^\circ$  meten.

**Figuur 12**  
Het meten van  
hoekverdraaiingen  
met een  
magneto-resistieve  
sensor

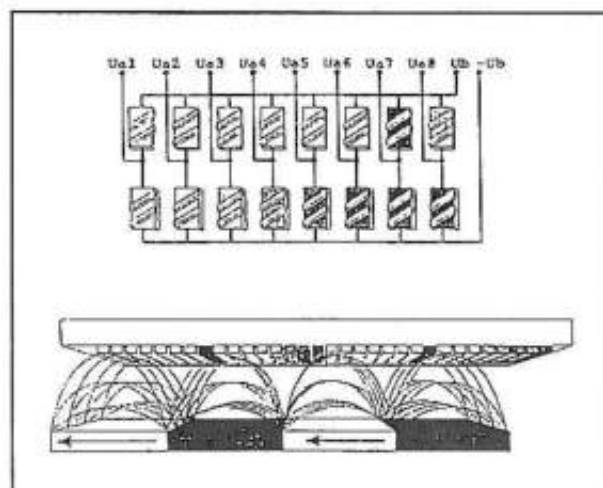


Het plus-teken staat dan voor verdraaiingen in uurwijzerzin, het min-teken voor verdraaiingen in tegen-uurwijzerzin.

### Specialistische toepassingen

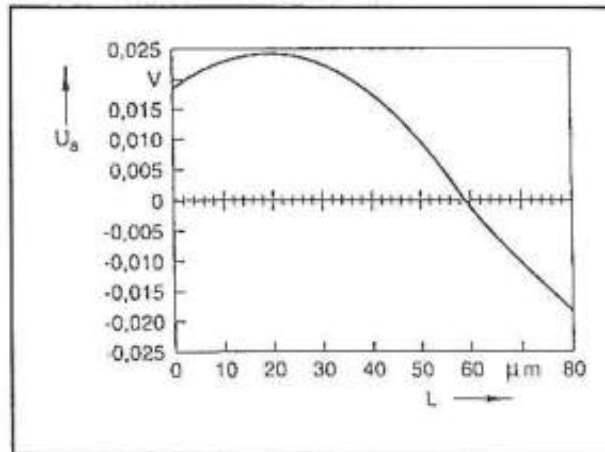
In het "Institut für Mikrostruktur Technologie und Optoelektronik" in het Duitse Wetzlar experimenteert men met speciale magneto-resistieve sensoren die in staat zijn lineaire verplaatsingen van honderdsten van een millimeter ( $10\ \mu\text{m}$ ) nauwkeurig en lineair te meten. Het principe is geschetst in figuur 13. Er wordt een array gemaakt, waarin 16 magneto-resistieve sensoren zitten. Dit array wordt op een tiental  $\mu\text{m}$  boven het te observeren voorwerp (een metalen strip) geplaatst. Op deze strip zijn zeer dunne magnetische folies aangebracht en wel zo dat noordpool tegen noordpool zit en zuidpool tegen zuidpool. Via een ingewikkelde elektronische schakeling worden de uitgangssignalen van alle sensoren geëvalueerd, hetgeen resulteert in de uitgangsgrafiek die in figuur 14 is voorgesteld.

**Figuur 13**  
Het principe van het  
meten van  
 $\mu\text{m}$ -verplaatsingen



Hierin is de uitgangsspanning getekend in functie van de lineaire verplaatsing van de strip onder het sensor-array. Duidelijk blijkt dat er een lineaire zône bestaat, die ongeveer  $30\text{ }\mu\text{m}$  breed is en waarin de sensor een spanning afgeeft die recht evenredig is met de verplaatsing van de strip. Van deze techniek wordt veel verwacht in het kader van de micro-mechanica technologie die sterk in opkomst is en waarmee men probeert mechanische structuren, zoals motoren en kleppen, tot op micro-niveau te verkleinen.

**Figuur 14**  
De uitgangsspanning van het sensor-array in functie van de verplaatsing  $n\text{ }\mu\text{m}$

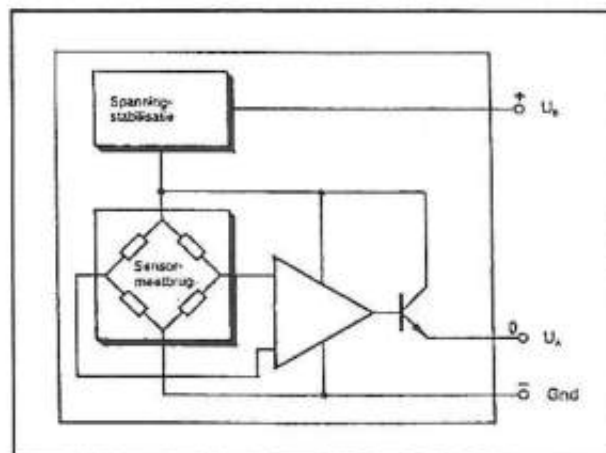


## Leverbare sensoren

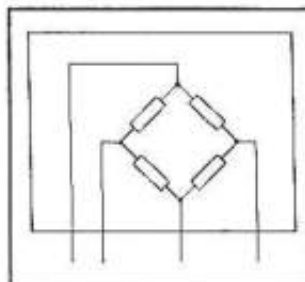
### Uitvoeringsvormen

Bij moderne magneto-resistieve sensoren kunnen de sensor-strip's en de schakeling voor de signaalverwerking (meetbrug en versterker) op één en dezelfde chip worden geïntegreerd. Er ontstaat dan een schakeling zoals voorgesteld in figuur 15.

**Figuur 15**  
Een magneto-resistieve sensor mét elektronica in één chip geïntegreerd



**Figuur 16**  
Vier strip's als brug geschakeld in één behuizing geïntegreerd



Net zo gebruikelijk echter zijn de typen die alleen de sensor-elementen als meetbrug op de chip bevatten, zie figuur 16, hetgeen

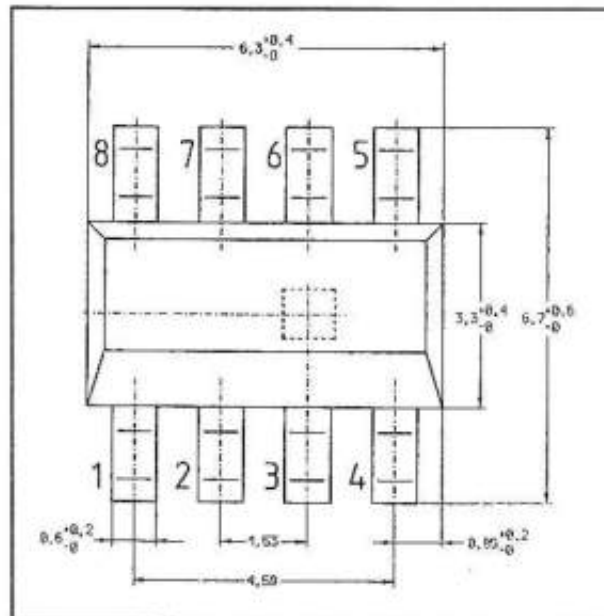
de gebruiker in staat stelt om de voor zijn applicatie specifieke aanpassingen in een externe verwerkingsschakeling te realiseren.

## ZMC05

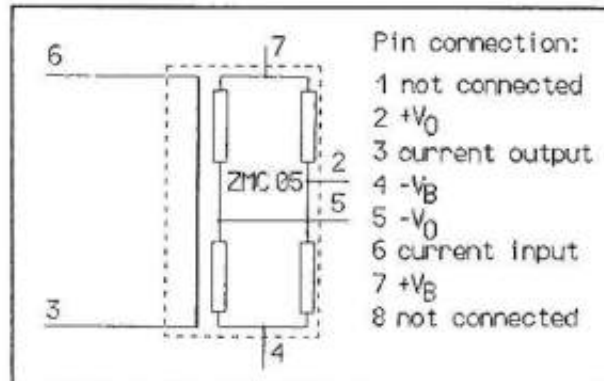
**Korte specificaties** Stroomsensor,  $\pm 5$  A, 0,7 mV/V per kA/m, SMD-behuizing

**Beschrijving** Deze sensor is speciaal ontwikkeld voor het contactloos meten van stromen. In de behuizing van de sensor is een zeer kleine weerstand aangebracht, waardoor de te meten stroom vloeit en waarvan het magnetisch veld door de sensor opgepikt wordt en omgezet in een uitgangsspanning. Het is niet noodzakelijk een extern hulpveld  $H_x$  aan te brengen, er is een klein magneetje in de chip geïntegreerd.

**Figuur 17**  
Behuizing van de  
ZMC05



**Figuur 18**  
Aansluitgegevens  
van de ZMC05

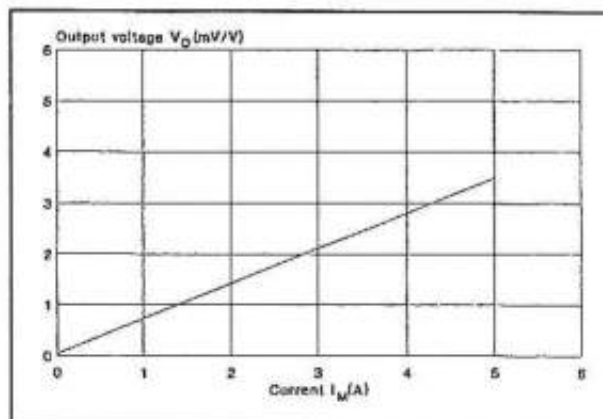


- Technische gegevens**
- fabrikant: Zetex
  - behuizing: figuur 17
  - aansluitgegevens: figuur 18
  - voedingsspanning: 12 V max.
  - stroombereik:  $\pm 5$  A
  - piekstroom: 300 A voor 10 ms
  - stroomsensor weerstand: 0,7 m $\Omega$  typisch
  - isolatie: 200 V min.
  - gevoeligheid: 0,7 mV/V per kA/m



- offsetspanning:  $\pm 2,0$  mV/ max.
- brugweerstand:  $1,2$  k $\Omega$  tot  $2,2$  k $\Omega$
- frequentie:  $100$  kHz max.
- transferkarakteristiek: figuur 19

**Figuur 19**  
Uitgangskarakteristiek  
van de ZMC05

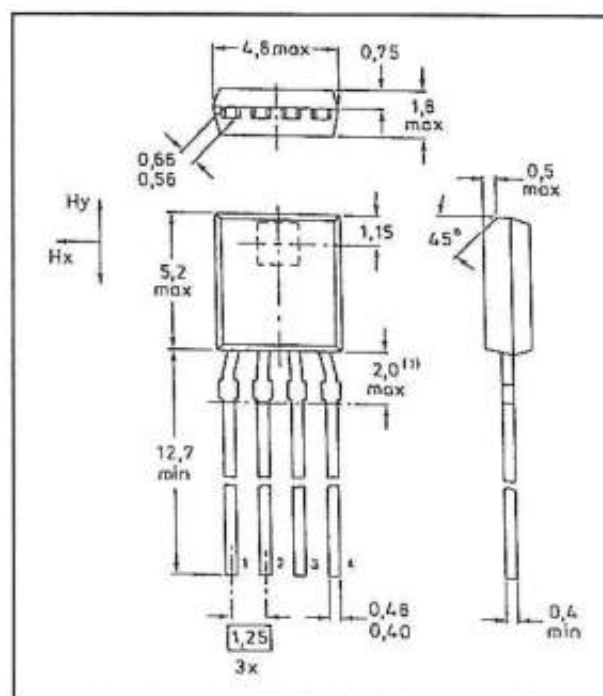


## KMZ10A

**Korte specificaties** Universeel, 11 tot 17 mV/V per kA/m, SOT195

**Beschrijving** Een universele magneto-resistieve sensor van Philips, waarvan de vier elementen van de brug zonder extra elektronica naar buiten gebracht worden. Als actief materiaal wordt een dunne film laag van permalloy gebruikt. De sensor is ontworpen als universele sensor voor verplaatsingsmetingen, stroommetingen, omwentelingstellers, nabijheidsdetectoren, etc.

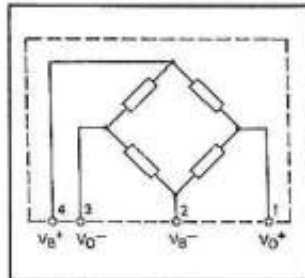
**Figuur 20**  
Behuizing van de  
KMZ10A



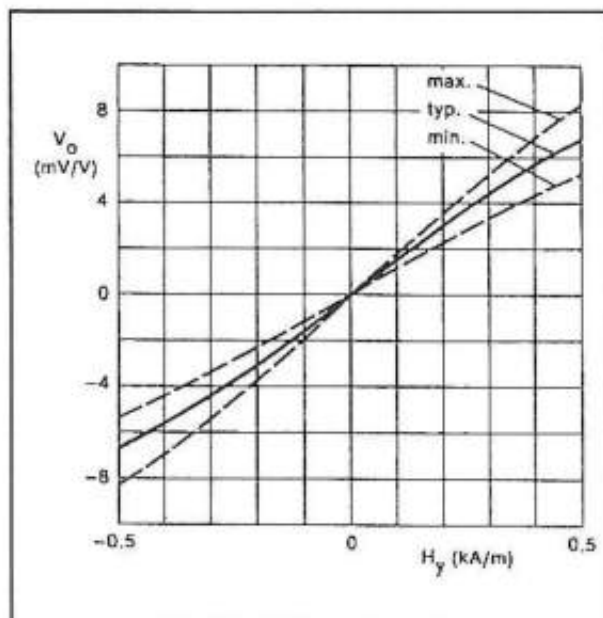
- Technische gegevens**
- fabrikant: Philips
  - behuizing: SOT195, figuur 20
  - aansluitgegevens: figuur 21
  - voedingsspanning: 5 V
  - richtingsgevoeligheid: zie  $H_x/H_y$ -diagram in figuur 20

- noodzakelijk hulpveld: 0,5 kA/m
- meetbereik:  $\pm 0,5$  kA/m
- gevoeligheid: 11 tot 17 mV/V per kA/m
- offset spanning: kleiner dan  $\pm 1,5$  mV/V
- brugweerstand: 0,9 k $\Omega$  tot 1,7 k $\Omega$
- vermogensdissipatie: 90 mW max.
- a-lineariteit:
  - bereik  $\pm 0,25$  kA/m: 0,8 % FS
  - bereik  $\pm 0,4$  kA/m: 2,5 % FS
  - bereik  $\pm 0,5$  kA/m: 4,0 % FS
- maximale frequentie: 1 MHz
- interne magneet: nee
- Uitgangskarakteristiek: Figuur 22

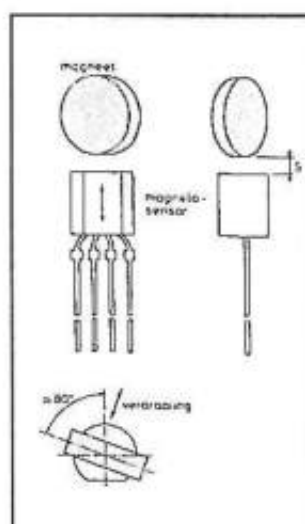
**Figuur 21**  
Aansluitgegevens  
van de KMZ10A



**Figuur 22**  
Uitgangskarakteristiek  
van de MKZ10A bij  
een hulpveld  $H_x$  van  
0,5 kA/m



**Figuur 23**  
Het monteren van  
een hulpmagneetje  
boven een KMZ10A



### Opstelling hulpmagneet

De KZM10A is niet voorzien van een intern magneetje voor het genereren van het hulpveld  $H_x$ . In figuur 23 is een opstelling getekend die men bij deze sensor in de meeste schakelingen moet toepassen. Het schijfvormige magneetje bestaat uit ferroxdure en moet onder een hoek van  $80^\circ$  met de normaal-as van de sensor wordt gemonteerd.

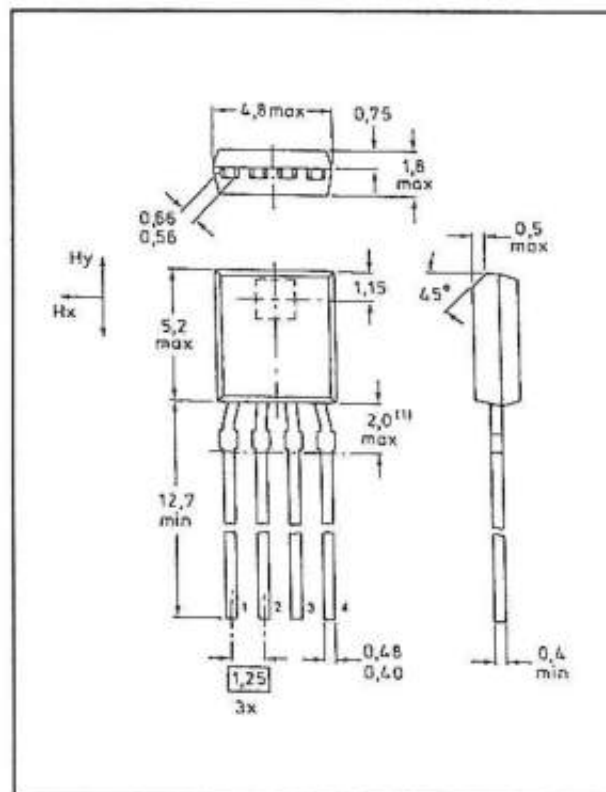
# KMZ10B

**Korte specificaties** Universeel, 3,2 tot 4,8 mV/V per kA/m, SOT195

### Beschrijving

De KMZ10B is een universele magneto-resistieve sensor van Philips, waarvan de vier elementen van de brug zonder extra elektronica naar buiten gebracht worden. Als actief materiaal wordt een dunne film laag van permalloy gebruikt. De sensor is ontworpen als universele sensor voor verplaatsingsmetingen, stroommetingen, omwentelingstellers, nabijheidsdetectoren, etc.

**Figuur 24**  
Behuizing van de  
KMZ10B



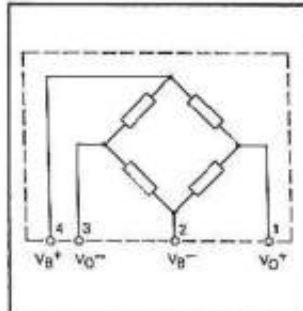
## Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT195, figuur 24
- aansluitgegevens: figuur 25
- voedingsspanning: 5 V
- richtingsgevoeligheid: zie  $H_x/H_y$ -diagram in figuur 24
- noodzakelijk hulpveld: 3,0 kA/m
- meetbereik:  $\pm 2,0$  kA/m
- gevoeligheid: 3,2 tot 4,8 mV/V per kA/m
- offset spanning: kleiner dan  $\pm 1,5$  mV/V
- brugweerstand: 1,2 k $\Omega$  tot 2,2 k $\Omega$
- vermogensdissipatie: 120 mW max.

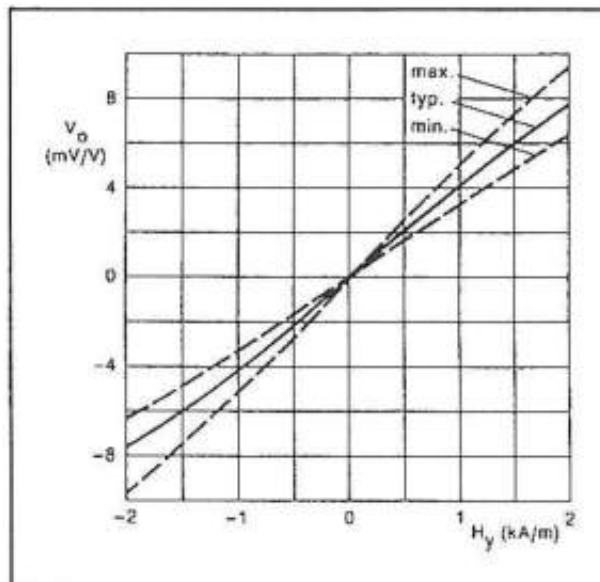


- a-lineariteit:
  - bereik  $\pm 1,0$  kA/m: 0,5 % FS
  - bereik  $\pm 1,6$  kA/m: 1,7 % FS
  - bereik  $\pm 2,0$  kA/m: 2,0 % FS
- maximale frequentie: 1 MHz
- interne magneet: nee
- uitgangskarakteristiek: figuur 26

**Figuur 25**  
Aansluitgegevens  
van de KMZ10B



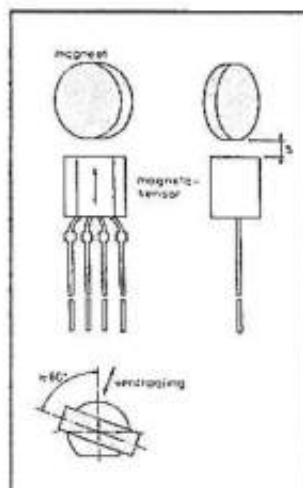
**Figuur 26**  
Uitgangskarakteristiek  
van de MKZ10B bij  
een hulpveld  $H_x$  van  
3 kA/m



#### Opstelling hulpmagneet

De KZM10B is niet voorzien van een intern magneetje voor het genereren van het hulpveld  $H_x$ . In figuur 27 is een opstelling getekend die men bij deze sensor in de meeste schakelingen moet toepassen. Het schijfvormige magneetje bestaat uit ferroxdure en moet onder een hoek van  $80^\circ$  met de normaal-as van de sensor wordt gemonteerd.

**Figuur 27**  
Het monteren van  
een hulpmagneetje  
boven een KMZ10B

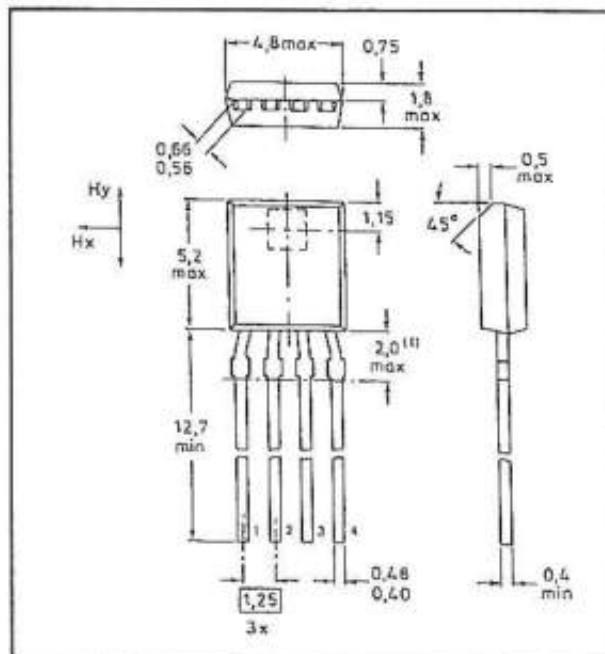


# KMZ10C

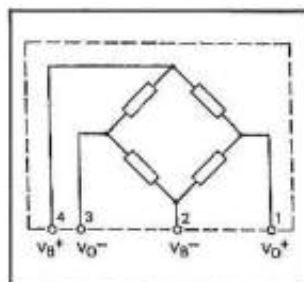
**Korte specificaties** Universeel, 1,0 tot 3,0 mV/V per kA/m, SOT195

**Beschrijving** Ook de KMZ10C van Philips is een universele magneto-resistieve sensor waarvan de vier elementen van de brug zonder extra elektronica naar buiten gebracht worden. Als actief materiaal wordt een dunne film laag van permalloy gebruikt. De sensor is ontworpen als universele sensor voor verplaatsingsmetingen, stroommetingen, omwentelingstellers, nabijheidsdetectoren, etc.

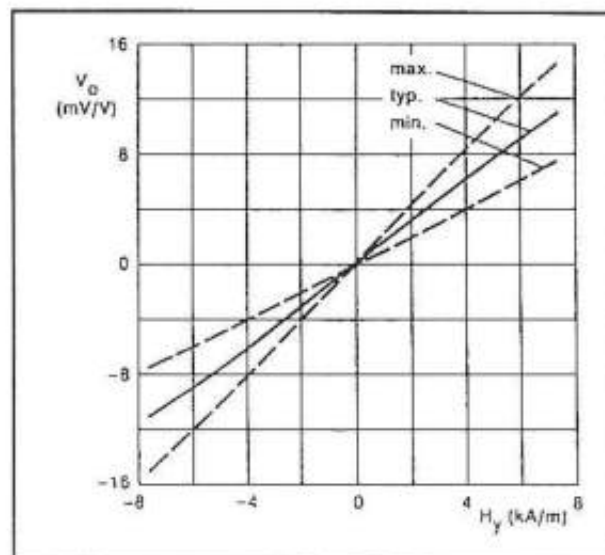
**Figuur 28**  
Behuizing van de  
KMZ10C



**Figuur 29**  
Aansluitgegevens  
van de KMZ10C



**Figuur 30**  
Uitgangskarakteristiek  
van de MKZ10C bij  
een hulpveld  $H_x$  van  
3 kA/m



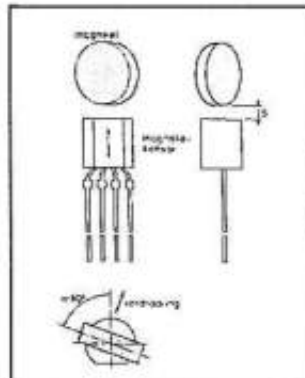
**Technische gegevens**

- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT195, figuur 28
- aansluitgegevens: figuur 29
- voedingsspanning: 5 V
- richtingsgevoeligheid: zie  $H_x/H_y$ -diagram in figuur 28
- noodzakelijk hulpveld: 3,0 kA/m
- meetbereik:  $\pm 7,5$  kA/m
- gevoeligheid: 1,0 tot 3,0 mV/V per kA/m
- offset spanning: kleiner dan  $\pm 1,5$  mV/V
- brugweerstand: 1,0 k $\Omega$  tot 1,8 k $\Omega$
- vermogensdissipatie: 100 mW max.
- a-lineariteit:
  - bereik  $\pm 3,75$  kA/m: 0,8 % FS
  - bereik  $\pm 6,0$  kA/m: 2,4 % FS
  - bereik  $\pm 7,5$  kA/m: 2,7 % FS
- maximale frequentie: 1 MHz
- interne magneet: nee
- uitgangskarakteristiek: figuur 30

**Opstelling  
hulpmagneet**

De KMZ10C is niet voorzien van een intern magneetje voor het genereren van het hulpveld  $H_x$ . In figuur 31 is een opstelling getekend die men bij deze sensor in de meeste schakelingen moet toepassen. Het schijfvormige magneetje bestaat uit ferroxdure en moet onder een hoek van  $80^\circ$  met de normaal-as van de sensor wordt gemonteerd.

**Figuur 31**  
Het monteren van  
een hulpmagneetje  
boven een KMZ10C

**Universele  
voorbeeldschakeling**

In figuur 32 is een universele schakeling rond een KMZ10C getekend, geschikt voor het verwerken van het uitgangssignaal van de sensor. De uitgangsspanning van de magneto-resistieve sensor  $H$  wordt door op-amp AO3 versterkt. De common mode rejectie wordt hierbij geleverd door de terugkoppeling met OA1. Deze trap levert een temperatuursafhankelijk spanningsbron voor de sensor. De weerstandswaarde van  $R3$  kan worden berekend door de weerstand van de sensor te delen door tien: 120  $\Omega$ .

De operationele versterker OA4 is als comparator geschakeld en vergelijkt de lineaire uitgangsspanning van OA3 met een referentiespanning. Deze kan ingesteld worden met behulp van de instelpotentiometer van 100 k $\Omega$ , geschakeld over de zenerdiode 2N872.

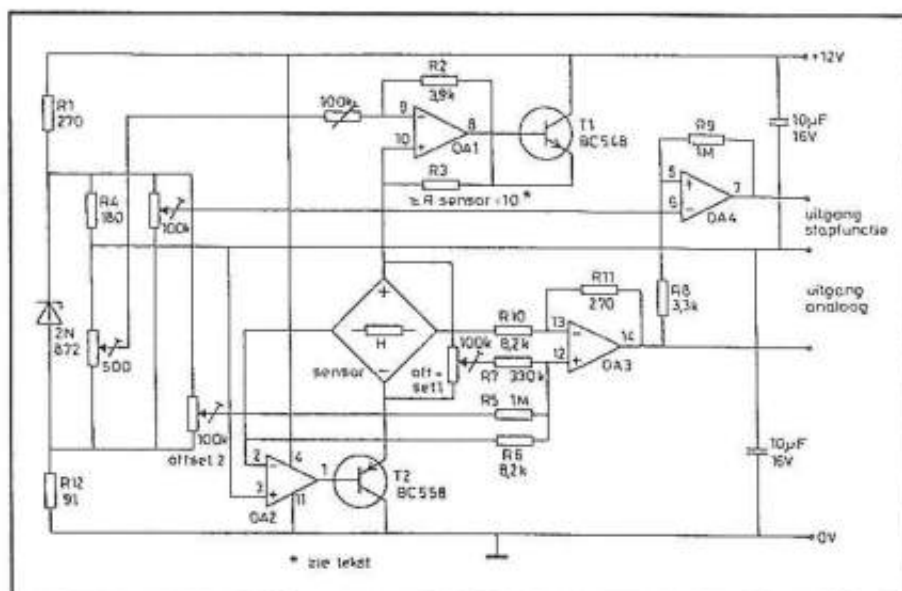
**Metten van  
hoekverdraaiingen**

In figuur 33 is een schakeling getekend die men kan gebruiken voor het metten van hoekverdraaiingen. Het uitgangssignaal van de sensor (MRS) wordt door een twee-traps versterker versterkt. In de terugkoppeling van de tweede trap rond A2 is een silicium temperatuursensor van het type KTY81 opgenomen. Deze compenseert de temperatuurscoëfficiënt van de magneto-resistieve

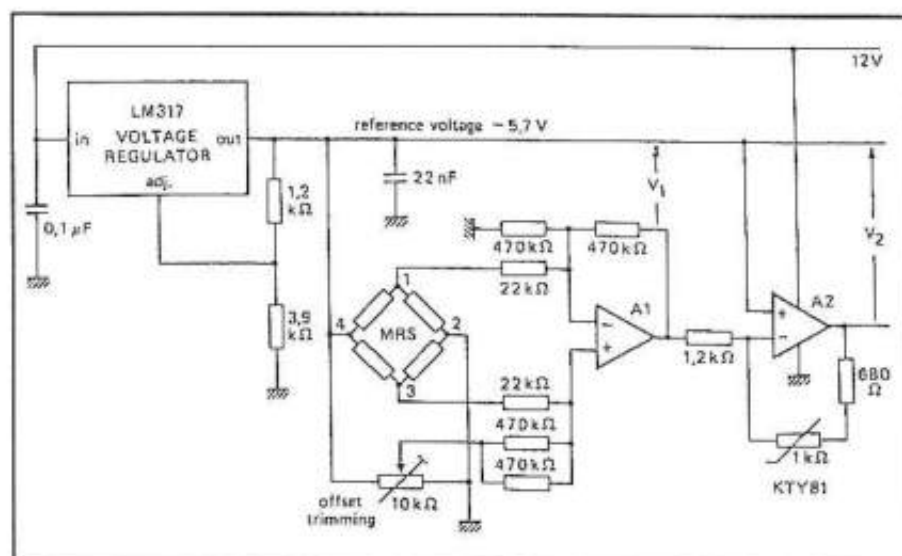


sensor. De brug van de sensor wordt gevoed uit een referentiespanning van ongeveer 5,7 V, die wordt gegenereerd door een drie-poot stabilisator van het type LM317 via een tegenkoppeling op een hogere uitgangsspanning in te stellen.

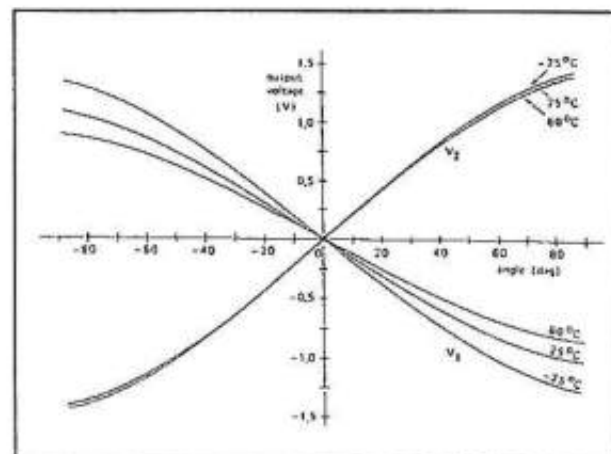
**Figuur 32**  
Een universele  
schakeling rond de  
KMZ10C



**Figuur 33**  
Een schakeling  
waarmee men met  
een KMZ10C-sensor  
hoekverdraaiingen  
tussen  $-40^\circ$  en  $+40^\circ$   
in een gelijkspanning  
kan omzetten



**Figuur 34**  
Uitgangskarakteristiek  
van de schakeling  
van figuur 33



De invloed van de temperatuursensor blijkt uit de grafiek van figuur 34. Hierin wordt de uitgangsspanning  $V_1$  van de eerste op-amp

(niet-gecompenseerd) vergeleken met de uitgangsspanning  $V_2$  van de tweede op-amp (wél gecompenseerd). Naast de goede werking van de compensatie blijkt uit deze grafiek dat de schakeling hoekverdraaiingen van  $\pm 40^\circ$  tamelijk lineair omzet in een spanning van  $\pm 0,75$  V.

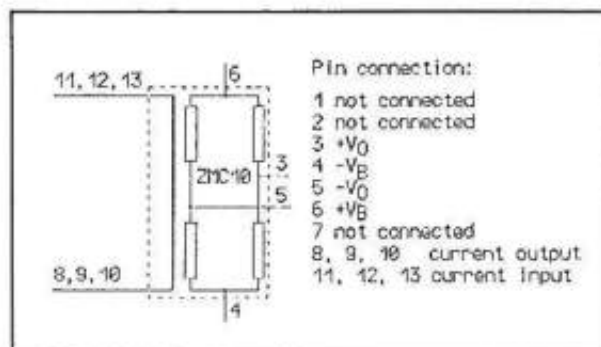
## ZMC10

**Korte specificaties** Stroomsensor,  $\pm 10$  A, 0,5 mV/V per kA/m, DIL-14

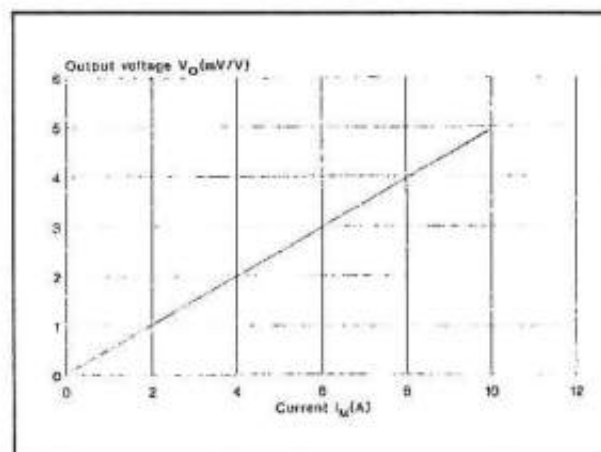
**Beschrijving** Deze sensor van Zetex is ontwikkeld voor het contactloos meten van stroom. In de behuizing van de sensor is een zeer kleine weerstand aangebracht, waardoor de te meten stroom vloeit en waarvan het magnetisch veld door de sensor opgepikt wordt en omgezet in een uitgangsspanning. Het is niet noodzakelijk een extern hulpveld  $H_x$  aan te brengen, er is een klein magneetje in de chip geïntegreerd.

- Technische gegevens**
- fabrikant: Zetex
  - behuizing: DIL-14
  - aansluitgegevens: figuur 35
  - voedingsspanning: 12 V max.
  - stroombereik:  $\pm 10$  A
  - piekstroom: 300 A voor 10 ms
  - stroomsensor weerstand: 0,7 m $\Omega$  typisch
  - isolatie: 2 kV min.
  - gevoeligheid: 0,5 mV/V per kA/m
  - offsetspanning:  $\pm 2,0$  mV/ max.
  - brugweerstand: 1,2 k $\Omega$  tot 2,2 k $\Omega$
  - frequentie: 100 kHz max.
  - transferkarakteristiek: figuur 36

**Figuur 35**  
Aansluitgegevens  
van de ZMC10



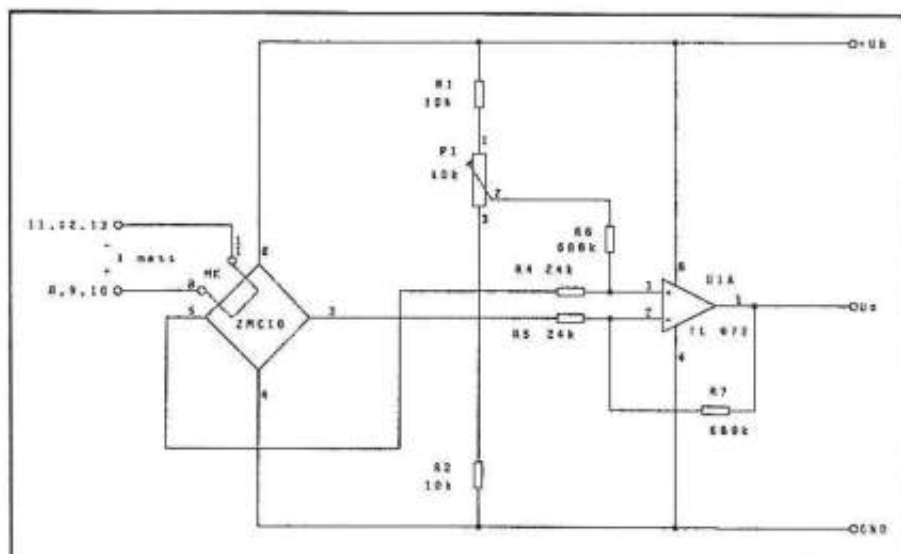
**Figuur 36**  
Uitgangskarakteristiek  
van de ZMC10



**Voorbeeldschakeling**

In figuur 37 is de standaard schakeling gegeven voor het verwerken van de uitgangsspanning van de ZMC10. De ene diagonaal van de brug is aangesloten op de voedingsspanning. De andere diagonaal gaat naar een verschilversterker, die het spanningsverschil tussen de pennen 3 en 5 omzet in een unipolaire spanning, gerefereerd naar de massa. Via de spanningsdeler R1, P1 en R2 kan men een offsetspanning aan de niet-inverterende ingang van de op-amp toevoeren. Hiermee kan men het referentie nulpunt van de uitgangsspanning instellen.

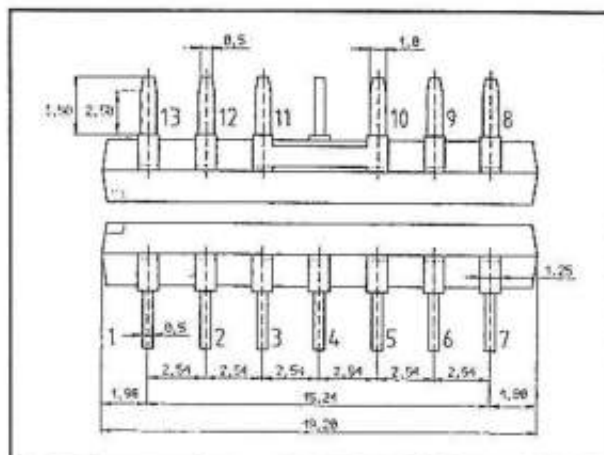
**Figuur 37**  
Een  
voorbeeldschakeling  
met de ZMC10

**ZMC20**

**Korte specificaties** Stroomsensor, +/-20 A, 0,25 mV/V per kA/m, DIL-14 speciaal

**Beschrijving** Ook deze sensor van Zetex is ontwikkeld voor het contactloos meten van stroom. In de behuizing van de sensor is een zeer kleine weerstand aangebracht, waardoor de te meten stroom vloeit en waarvan het magnetisch veld door de sensor opgepikt wordt en omgezet in een uitgangsspanning. Het is niet noodzakelijk een extern hulpveld  $H_x$  aan te brengen, er is een klein magneetje in de chip geïntegreerd.

**Figuur 38**  
Behuizing van de  
ZMC20



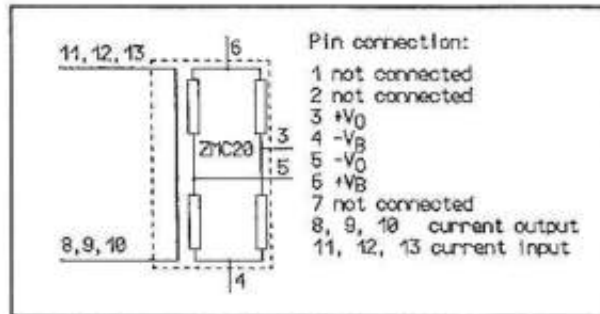
**Technische gegevens**

- fabrikant: Zetex
- behuizing: DIL-14 speciaal, zie figuur 38

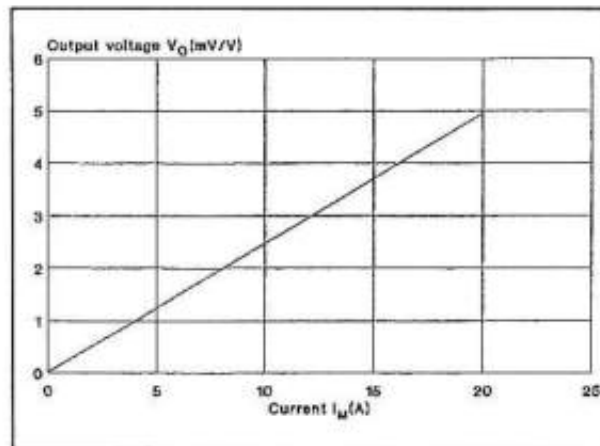


- aansluitgegevens: figuur 39
- voedingsspanning: 12 V max.
- stroombereik:  $\pm 20$  A
- piekstroom: 300 A voor 10 ms
- stroomsensor weerstand:  $0,7 \text{ m}\Omega$  typisch
- isolatie: 2 kV min.
- gevoeligheid:  $0,25 \text{ mV/V}$  per kA/m
- offsetspanning:  $\pm 2,0 \text{ mV}$  max.
- brugweerstand:  $1,2 \text{ k}\Omega$  tot  $2,2 \text{ k}\Omega$
- frequentie: 100 kHz max.
- transferkarakteristiek: figuur 40

**Figuur 39**  
Aansluitgegevens  
van de ZMC20



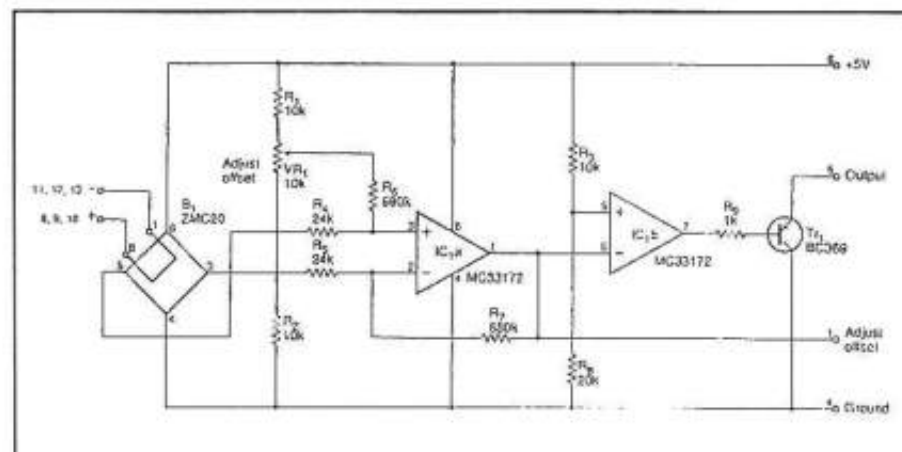
**Figuur 40**  
Uitgangskarakteristiek  
van de ZMC20



### Voorbeeldschakeling

In figuur 41 is een schema getekend, waarbij een ZMC20 wordt gebruikt voor het bewaken van de grootte van de stroom die door een geleider vloeit. De geleider wordt onderbroken en aangesloten tussen de pennen 11-12-13 en 8-9-10 van de sensor. De ene tak van de brug van de sensor wordt rechtstreeks tussen de massa en de voedingsspanning aangesloten, de tweede tak gaat naar een als verschilversterker geschakelde operationele versterker IC1a.

**Figuur 41**  
Het bewaken van de  
grootte van een  
stroom met een  
ZMC20



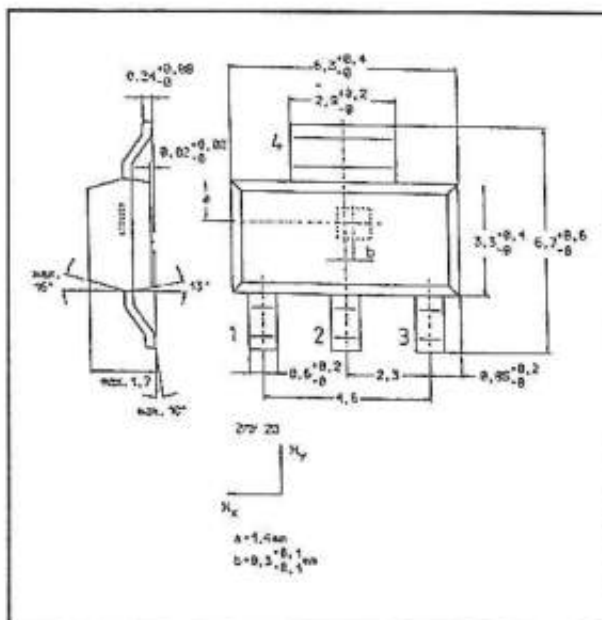
De uitgang van deze versterker gaat naar een tweede op-amp, geschakeld als comparator. De uitgangsspanning van de eerste op-amp wordt vergeleken met een drempelspanning, instelbaar met de spanningsdeler R3/R8. Als de stroom door de geleider boven een bepaalde waarde stijgt klapt de comparator om en stuurt de uitgangstransistor Tr1 in geleiding. Deze kan gebruikt worden voor het inschakelen van een relais of een alarm. Via uitgang 1 kan men de offset van de eerste operationele versterker afregelen. Men sluit een V-meter aan tussen dit punt en de massa en verdraait de loper van VR1 tot de spanning 0 V is. De schakeling reageert binnen 3  $\mu$ s op een situatie van het vloeien van een te grote stroom door de te bewaken geleider.

## ZMY20

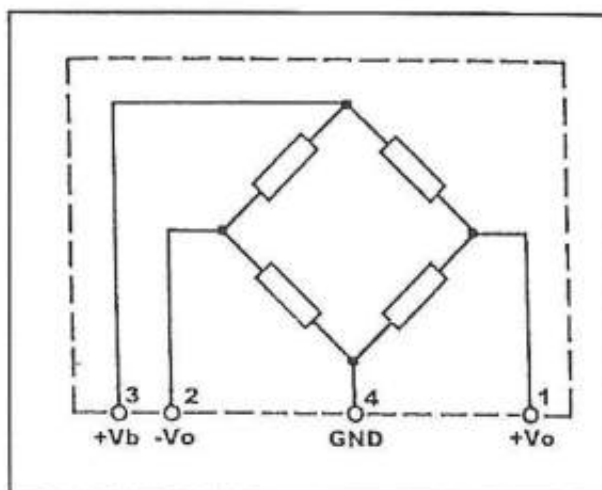
**Korte specificaties** Universeel, 3,7 tot 5,7 mV/V per kA/m, SMD-behuizing

**Beschrijving** Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een SOT-223S behuizing voor SMD en bevat géén interne magneet voor het genereren van het hulpveld. De gevoeligheidsrichting van het  $H_x$ -veld loopt horizontaal.

**Figuur 42**  
Behuizing van de  
ZMY20

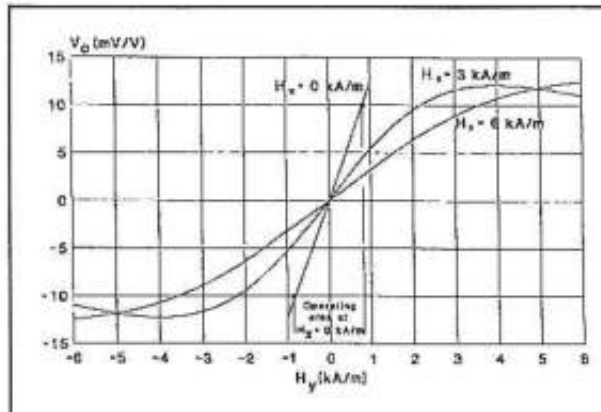


**Figuur 43**  
Aansluitgegevens  
van de ZMY20

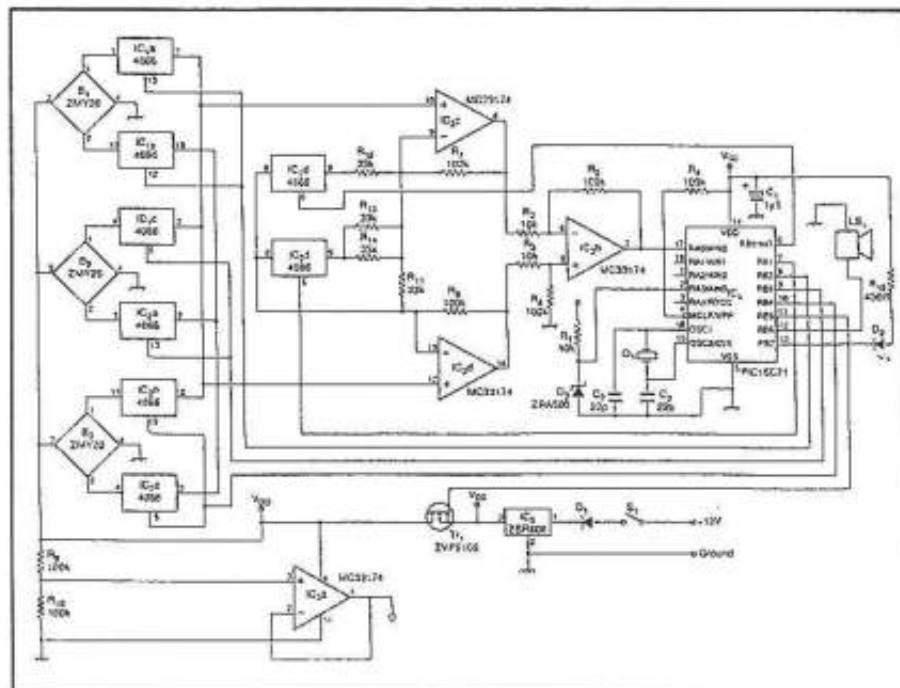


- Technische gegevens**
- fabrikant: Zetex
  - behuizing: SOT-223S, SMD, zie figuur 42
  - aansluitgegevens: figuur 43
  - voedingspanning: 12 V max.
  - vermogen: 120 mW max.
  - brugweerstand: 1,2 k $\Omega$  tot 1,7 k $\Omega$
  - offsetspanningen:  $\pm 1,0$  mV/V
  - gevoeligheid: 3,7 tot 5,7 mV/V per kA/m
  - uitgangsspanning: 16 tot 24 mV/V
  - frequentie: 1 MHz max.
  - richtingsgevoeligheid Y-veld: vertikaal
  - transferkarakteristiek: figuur 44

**Figuur 44**  
Uitgangskarakteristiek  
van de ZMY20



**Figuur 45**  
Het meten van  
variaties in het  
aardmagnetisch veld



### Aardmagnetisch veld detecteren

Figuur 45 geeft een uitgebreide schakeling, waarin drie sensoren van het type ZMY20 worden toegepast om kleine veranderingen in het aardmagnetisch veld te detecteren. Een dergelijke schakeling kan worden toegepast om de verplaatsing van voorwerpen te detecteren. De drie sensoren moeten in een assenstelsel worden opgenomen, waarbij de drie gevoelige  $H_y$ -assen van de sensoren onderling loodrecht op elkaar staan. De schakeling wordt gecontroleerd door een microcontroller met ingebouwd EPROM van het type PIC16C71. In de EPROM moet een klein programmaatje worden opgenomen dat er voor zorgt dat de schakeling zichzelf



calibreert bij het inschakelen. Dat wil zeggen dat op dat moment de drie waarden van het magnetisch veld worden gemeten en via de in de PIC ingebouwde ADC worden opgeslagen in het geheugen. Nadien worden de drie sensoren via een multiplexer schakeling, samengesteld uit de analoge schakelaars van het type 4066, een na een afgetast. De gemeten waarden van het veld worden vergeleken met de drie initialisatie-waarden die in het geheugen zijn opgeslagen. Wijkt een van de waarden af, dan zal de PIC-controller via zijn uitgang RB6 een alarm aansturen.

## ZMY20M

**Korte specificaties** Universeel, 3,0 tot 7,0 mV/V per kA/m, SMD-behuizing

**Beschrijving** Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een SOT-223S behuizing voor SMD en bevat een interne magneet voor het genereren van het hulpveld. De gevoeligheidsrichting van het  $H_x$ -veld loopt horizontaal.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Zetex
- behuizing: SOT-223S, SMD, zie figuur 42
- aansluitgegevens: figuur 43
- voedingspanning: 12 V max.
- vermogen: 120 mW max.
- brugweerstand: 1,2 k $\Omega$  tot 1,7 k $\Omega$
- offsetspanningen: +/-1,5 mV/V
- gevoeligheid: 3,0 tot 7,0 mV/V per kA/m
- uitgangsspanning: 12 tot 22 mV/V
- frequentie: 1 MHz max.
- richtingsgevoeligheid Y-veld: vertikaal
- transferkarakteristiek: figuur 44

## ZMZ20

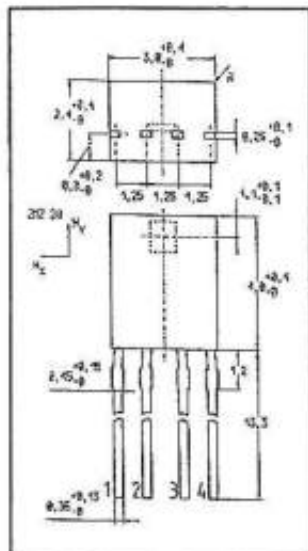
**Korte specificaties** Universeel, 3,7 tot 5,7 mV/V per kA/m, E-line

**Beschrijving** Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een vierpennige E-line behuizing en bevat géén interne magneet voor het genereren van het hulpveld. De gevoeligheidsrichting van het  $H_x$ -veld loopt horizontaal.

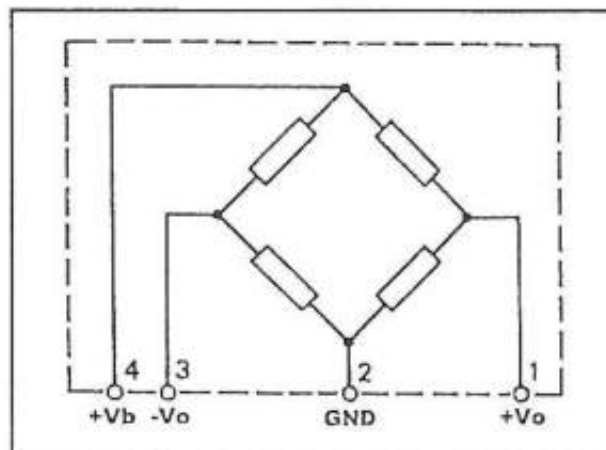
**Technische gegevens**

- fabrikant: Zetex
- behuizing: E-line, figuur 46
- aansluitgegevens: figuur 47
- voedingspanning: 12 V max.
- vermogen: 120 mW max.
- brugweerstand: 1,2 k $\Omega$  tot 1,7 k $\Omega$
- offsetspanningen: +/-1,0 mV/V
- gevoeligheid: 3,7 tot 5,7 mV/V per kA/m
- uitgangsspanning: 16 tot 24 mV/V
- frequentie: 1 MHz max.
- richtingsgevoeligheid Y-veld: vertikaal
- transferkarakteristiek: figuur 48

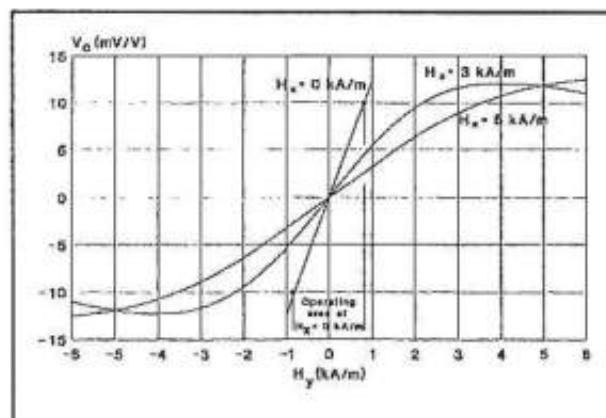
**Figuur 46**  
Behuizing van de  
ZMZ20



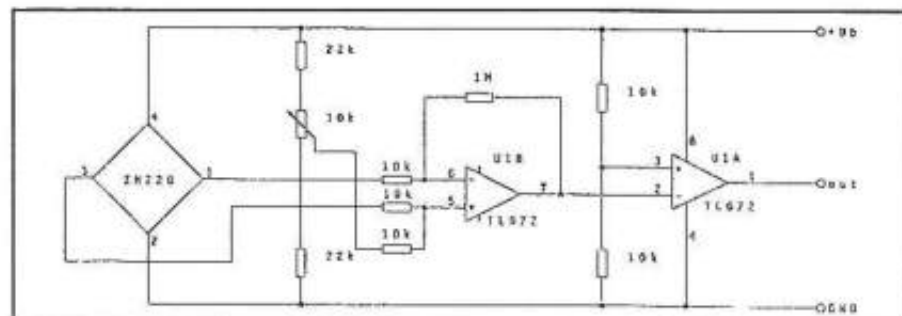
**Figuur 47**  
Aansluitgegevens  
van de ZMZ20



**Figuur 48**  
Uitgangskarakteristiek  
van de ZMZ20



**Figuur 49**  
Het digitaal  
verwerken van het  
uitgangssignaal van  
een ZMZ20 sensor



### Digitale interface

In figuur 49 is een schema getekend, waarmee men het uitgangssignaal van een ZMZ20 digitaal kan verwerken. De ene tak van de brug van de sensor wordt rechtstreeks aangesloten tussen de

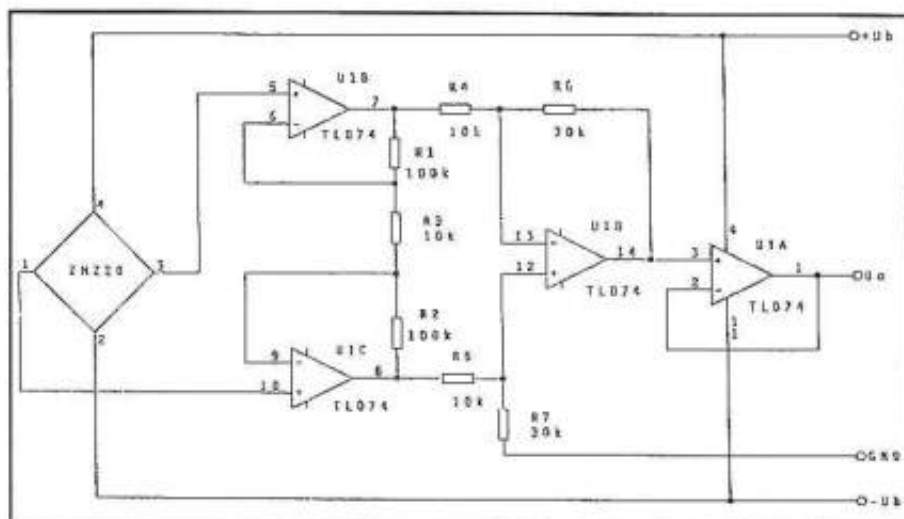
massa en de voedingsspanning. De tweede tak van de brug gaat naar een eenvoudige verschilversterker rond U1B. Op de niet-inverterende ingang wordt via de potentiometer van 10 k $\Omega$  een hulpspanning aangelegd om de uitgangsspanning van de versterker geschikt te maken voor verwerking door de als comparator geschakelde U1A.

De uitgangsspanning van de eerste trap wordt aangeboden aan de inverterende ingang en vergeleken met een referentiespanning die gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. De uitgang van U1A zal dus ofwel gelijk zijn aan 0 V ofwel gelijk zijn aan de waarde van de voedingsspanning.

### Analoge interface

Figuur 50 geeft een schakeling waarmee het uitgangssignaal van een ZMZ20 sensor analoog verwerkt kan worden. Het uitgangssignaal van de ene tak van de brug in de sensor wordt aangeboden aan een uitgebreide differentiële versterker. Deze is samengesteld uit de operationele versterkers U1B, U1C en U1D. In deze schakeling moeten 1 % weerstanden worden toegepast. De functie van deze schakeling is het differentiële uitgangssignaal van de sensor te herleiden naar een signaal dat gerefereerd is ten opzichte van de massa. Dit signaal wordt nadien nog eens gebufferd in de op-amp U1A en staat met een zeer lage uitgangsimpedantie ter beschikking.

**Figuur 50**  
Het analoog  
verwerken van het  
uitgangssignaal van  
een ZMZ20 sensor



## ZMZ20M

**Korte specificaties** Universeel, 3,0 tot 7,0 mV/V per kA/m, E-line

**Beschrijving** Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een vierpennige E-line behuizing en bevat een interne magneet voor het genereren van het hulpveld. De gevoeligheidsrichting van het H<sub>x</sub>-veld loopt horizontaal.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Zetex
- behuizing: E-line, figuur 46
- aansluitgegevens: figuur 47
- voedingsspanning: 12 V max.
- vermogen: 120 mW max.
- brugweerstand: 1,2 k $\Omega$  tot 2,2 k $\Omega$



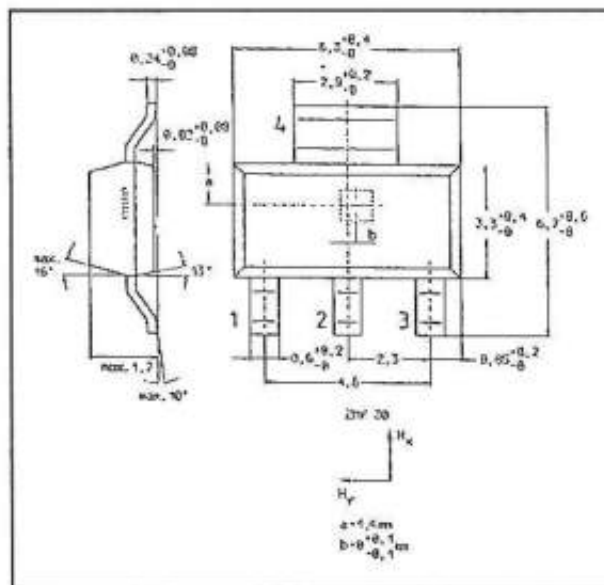
- offsetspanningen:  $\pm 1,5$  mV/V
- gevoeligheid: 3,0 tot 7,0 mV/V per kA/m
- uitgangsspanning: 12 tot 22 mV/V
- frequentie: 1 MHz max.
- richtingsgevoeligheid Y-veld: vertikaal
- transferkarakteristiek: figuur 48

## ZMY30

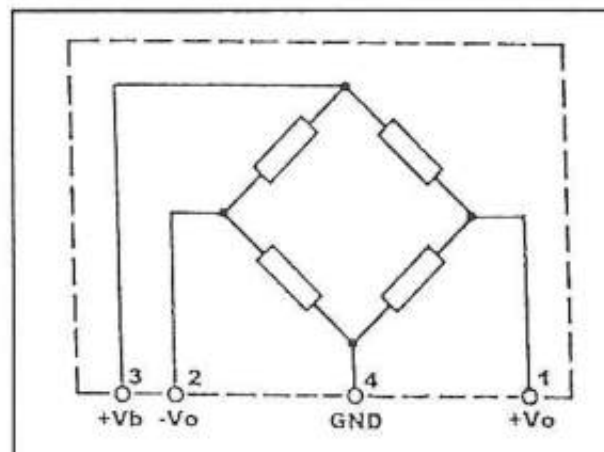
**Korte specificaties** Universeel, 2,0 tot 4,0 mV/V per kA/m, E-line

**Beschrijving** Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een SOT-223S behuizing voor SMD en bevat géén interne magneet voor het genereren van het hulpveld. De gevoeligheidsrichting van het  $H_x$ -veld loopt vertikaal.

**Figuur 51**  
Behuizing van de  
ZMY30



**Figuur 52**  
Aansluitgegevens  
van de ZMY30

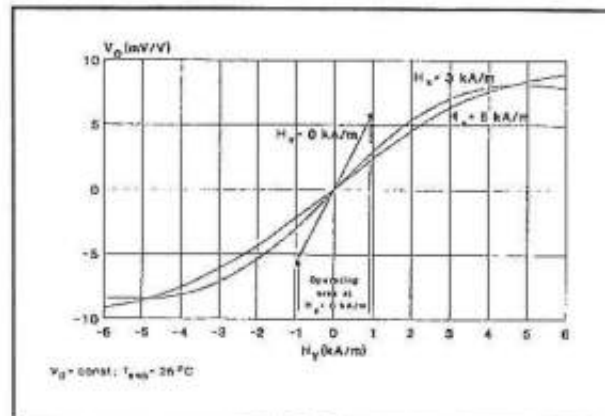


**Technische gegevens**

- fabrikant: Zetex
- behuizing: SOT-223S, SMD, zie figuur 51
- aansluitgegevens: figuur 52
- voedingspanning: 15 V max.
- vermogen: 120 mW max.
- brugweerstand: 2,0 k $\Omega$  tot 4,0 k $\Omega$
- offsetspanningen:  $\pm 1,0$  mV/V

- gevoeligheid: 2,0 tot 4,0 mV/V per kA/m
- uitgangsspanning: 12 tot 20 mV/V
- frequentie: 1 MHz max.
- richtingsgevoeligheid Y-veld: horizontaal
- transferkarakteristiek: figuur 53

**Figuur 53**  
Uitgangskarakteristiek  
van de ZMY30

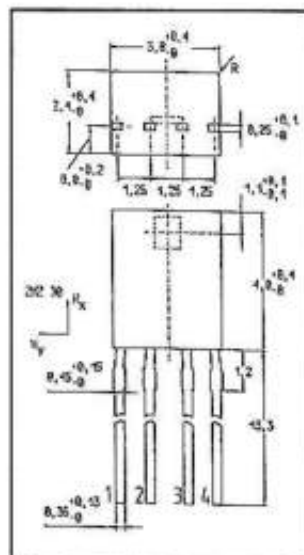


## ZMZ30

**Korte specificaties** Universeel, 2,0 tot 4,0 mV/V per kA/m, E-line

**Beschrijving** Deze universele sensor van Zetex is ondergebracht in een vier-pens E-line behuizing en bevat géén interne magneet voor het genereren van het hulpveld. De gevoeligheidsrichting van het  $H_X$ -veld loopt vertikaal.

**Figuur 54**  
Behuizing van de  
ZMZ30

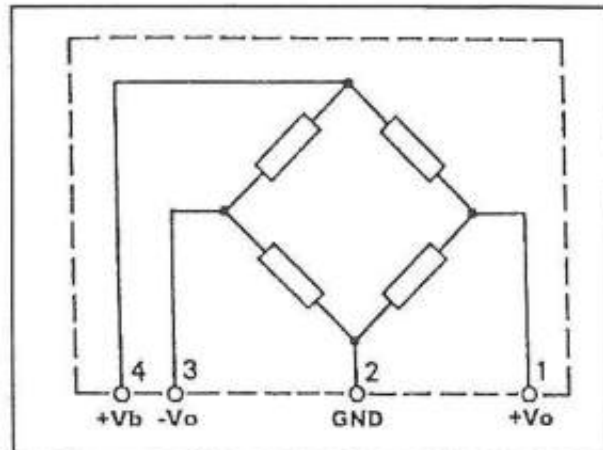


### Technische gegevens

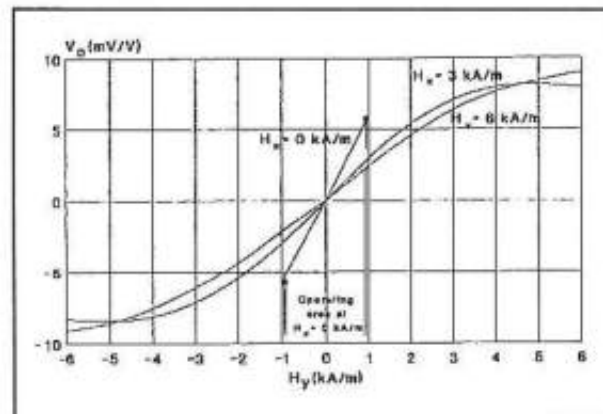
- fabrikant: Zetex
- behuizing: E-line, figuur 54
- aansluitgegevens: figuur 55
- voedingspanning: 15 V max.
- vermogen: 120 mW max.
- brugweerstand: 1,2 kΩ tot 4,0 kΩ
- offsetspanningen:  $\pm 1,0$  mV/V
- gevoeligheid: 2,0 tot 4,0 mV/V per kA/m
- uitgangsspanning: 12 tot 20 mV/V
- frequentie: 1 MHz max.

- richtingsgevoeligheid Y-veld: horizontaal
- transferkarakteristiek: figuur 56

**Figuur 55**  
Aansluitgegevens  
van de ZMZ30

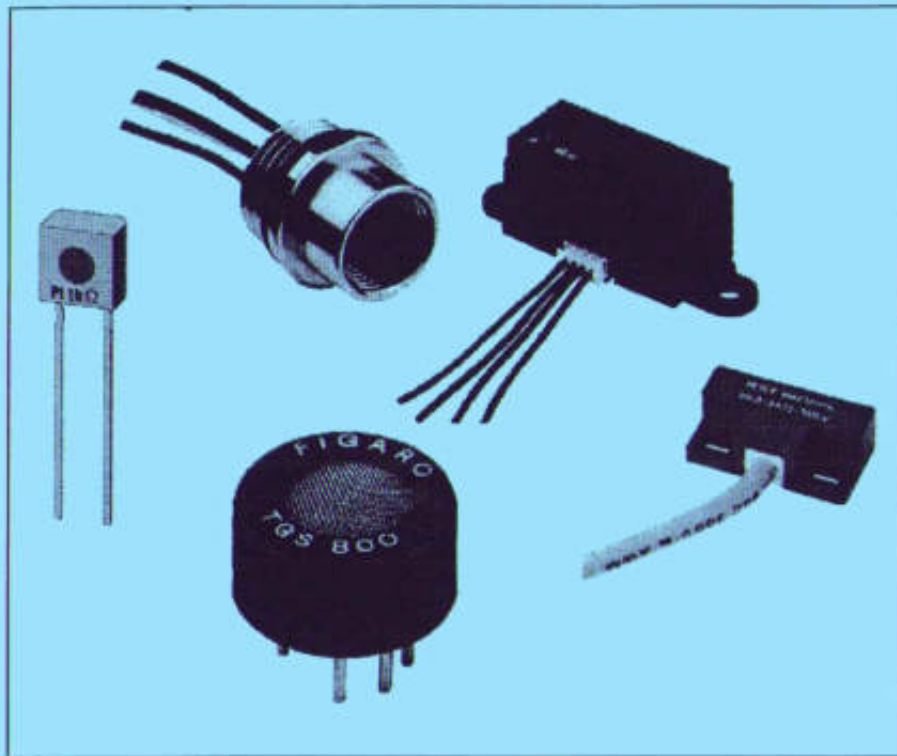


**Figuur 56**  
Uitgangskarakteristiek  
van de ZMZ30





# Groot elektronische sensoren boek



**Deel 3**  
**Vocht en vloeistofniveau**  
**sensoren**



# Inleiding

## Een nuttige bezigheid!

Het meten van de aanwezigheid van vocht is een nuttige bezigheid, waarvoor iedere hobbyist tal van toepassingen weet te verzinnen. Iedereen die een wasmachine in de kelder heeft staan zou eigenlijk een detector moeten bouwen, die alarm slaat als er een lekkage optreedt. Het laten leegpompen van een kelder door de brandweer kost een heleboel geld, om maar niet te spreken over de schade die een onder water gelopen kelder tot gevolg kan hebben! In streken met een hoog grondwaterpeil kan men, dank zij een vochtsensor, op een heel eenvoudige manier een volledig automatisch werkend systeem bouwen, dat gaat pompen als er om de een of andere reden grondwater in de kelder binnen dringt. Dat een vochtsensor voor iedere bezitter van alles dat op het water drijft handig, om niet te zeggen onmisbaar is, zal wel duidelijk zijn. Maar ook in het huis zijn er nog meer nuttige toepassingen te verzinnen. Een draagbaar vochtsensortje met batterijvoeding en acoustisch alarm zou bijvoorbeeld gebruikt kunnen worden om de huisvrouw of -man er aan te herinneren dat het eigenlijk de bedoeling was dat de was buiten aan de waslijn droger zou worden in plaats van natter.

Een vochtsensor is ook een handig hulpmiddel om te verhinderen dat kamers half onder water regenen via de nachtelijk geopende ramen. Kortom, toepassingen zat die bovendien in de meeste gevallen erg eenvoudig in elkaar te knutselen zijn en waar de ware doe-het-zelver allerlei persoonlijke extra's aan kan toevoegen.

## Analoge toepassingen

De genoemde voorbeelden zijn staaltjes van eenvoudige ja/nee-detecties. Dergelijke schakelingen kunnen ook zonder speciale vochtsensoren gerealiseerd worden. Maar door gebruik te maken van de speciale in deze brochure beschreven IC's zijn nog andere, ingewikkelder toepassingen te verzinnen. Zo is het mogelijk het niveau in een vat met vloeistof analoog te meten. Ook hiervoor zijn tal van nuttige toepassingen te bedenken! Tot slot kan men met capacitieve vochtsensoren ook de luchtvochtigheid meten. Een toepassing van het meten van "verborgen" vocht, die natuurlijk ook uitermate nuttige toepassingen heeft. Ieder elektronisch weerstation bevat tegenwoordig immers een luchtvochtigheidsmeter oftewel hygrometer. Bovendien kan men door het elektronisch meten van de luchtvochtigheid volledig automatisch luchtbevochtigers of -ontvochtigers inschakelen.

Kortom, meer dan genoeg toepassingen om de hobbyist in hart en nieren maanden lang zoet te houden!

## Weinig beschikbare IC's

Men zou dus verwachten dat de halfgeleiderindustrie een groot assortiment aan vochtsensoren op de markt brengt. Welnu, als men de industriële zeer dure sensoren voor de chemische en procesindustrie buiten beschouwing laat, valt dat vies tegen. In feite leveren alleen National Semiconductor (NatSemi) en Telefunken enige aardige schakelingetjes, die niet duur en voor de hobbyist praktisch te gebruiken zijn. Daarnaast levert Philips de enige goed verkrijgbare en betaalbare luchtvochtigheidssensor.

Desondanks werkt dat handjevol IC's volgens nogal uiteenlopende principes, zodat het noodzakelijk is nogal wat achtergrondinformatie te geven alvorens de diverse schakelingen praktijkgericht aan bod kunnen komen.



**Het meten van vocht** Met vochtsensoren kan men niet alleen op een ja/nee-manier de aanwezigheid van vocht vaststellen, maar ook bijvoorbeeld het niveau van een vloeistof in een reservoir bepalen. Twee meetopdrachten die moeilijk met één algemeen principe vervuld kunnen worden. Voor huis-, tuin- en keukengebruik zal men natuurlijk hoofdzakelijk geïnteresseerd zijn in de ja/nee-detectie van de aanwezigheid van water en in het meten van de luchtvochtigheid. Toch zullen in deze brochure ook die schakelingen worden besproken, waarmee men bijvoorbeeld het oliepeil in het motorblok van de auto kan meten. Een toepassing die weliswaar veel moeilijker te realiseren is dan het meten van de aanwezigheid van water in de kelder, maar die voor de geïnteresseerde doe-het-zelver een grote uitdaging kan zijn.

Vochtsensoren werken volgens vier principes:

- het resistieve principe;
- het dompel principe;
- het thermische principe;
- het capacitieve principe.

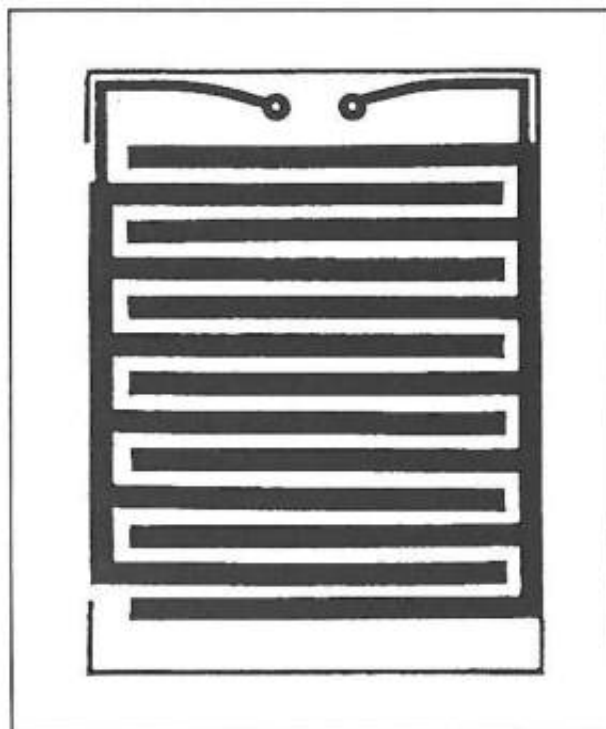
In de vier volgende subhoofdstukjes worden deze principes besproken, samen met de sensor-IC's of sensoren die volgens deze principes werken. Uiteraard worden tal van praktische voorbeeldschakelingen gegeven!

## Resistieve principe

### Het werkingsprincipe

Het principe van de resistieve vochtsensoren is erg eenvoudige en voor de hand liggend. Maak volgens figuur 1 een printje, waarop twee kopersporen onder de vorm van een kam in elkaar grijpen. Sluit deze probe aan op een IC. Als de kam droog is heeft het printje een zo goed als oneindig hoge weerstand. Komt de probe in contact met een geleidende vloeistof zoals water, dan daalt de weerstand van het printje en dit gegeven wordt door het IC gedetecteerd.

**Figuur 1**  
*Het principe van de resistief werkende vochtsensoren*



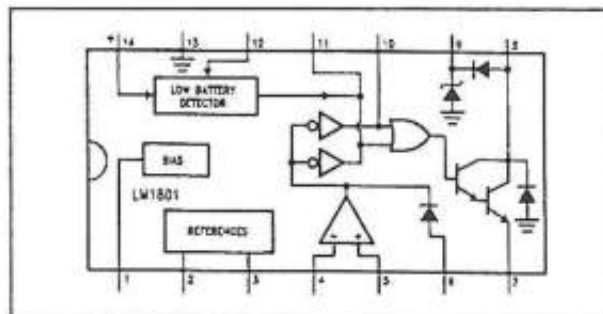
<b>Nadelen van de resistieve sensoren</b>	Ondanks de eenvoud van het principe heeft de resistieve meting niets dan nadelen: <ul style="list-style-type: none"><li>– elektrolyse;</li><li>– hygroscopie;</li><li>– geleiding;</li><li>– elektrocutatie.</li></ul>
<b>Elektrolyse</b>	Het principe is alleen toe te passen in situaties waarbij het onder normale omstandigheden niet kan voorkomen dat de sensor vochtig wordt. Alleen in uitzonderlijke alarmsituaties mag de sensor nat worden en moet na het opheffen van de alarmtoestand weer onmiddellijk en grondig droog gemaakt worden. De sensor werkt immers op gelijkspanning. De koperen kam van de sensor zal dan elektrolyse-verschijnselen gaan vertonen als hij vochtig wordt. Afhankelijk van de aard van de vloeistof kunnen er dan zeer reactieve gassen aan de elektroden van de sensor ontstaan. Zelfs als met zuiver water gewerkt wordt, zal de elektrolyse aan de elektroden van de kam waterstof- en zuurstofgas doen ontstaan. Het zuurstofgas zal onmiddellijk een chemische reactie met het koper van de kam aangaan, waarbij groen koperoxyde wordt gevormd. Het gevolg is dat de koperen sporen van de kam oxyderen en de sensor na enige tijd onbruikbaar wordt.
<b>Hygroscopie</b>	Een tweede groot nadeel van dit principe is dat de kam door vervuiling en hygroscopie langzaam maar zeker ook onder droge condities een vrij grote lekstroom kan gaan vertonen en het alarm aanspreekt.
<b>Geleiding</b>	Groot nadeel, maar dat zou in feite niet extra vermeld moeten worden, is dat dit systeem alleen werkt als men te maken heeft met elektrisch geleidende vloeistoffen. Lang niet alle vloeistoffen zijn geleidend. Diverse vloeistoffen, zoals olie, zijn zelfs ideale isolatoren!
<b>Elektrocutatie</b>	De elektronische schakeling die met de kam verbonden wordt staat in rechtstreeks galvanisch contact met de vloeistof. Nu is water een goede geleider en het gevolg is dat als de kam ondergedompeld wordt ook het water onder spanning komt te staan. Dat kan uiteraard tot zeer gevaarlijke situaties leiden en het wordt dan ook ten stelligste aangeraden dergelijke schakelingen uitsluitend uit een batterij te voeden.
<b>Schakelingen</b>	Het zal dan ook duidelijk zijn dat niet veel IC-fabrikanten hun goede naam willen verliezen door resistief werkende vochtsensoren op de markt te brengen. Alleen NatSemi heeft één IC'tje in de handel dat volgens dit systeem werkt.
<b>De LM1801 van NatSemi</b>	De LM1801 bevat een nauwkeurige spanningsreferentie, een comparator met een extreem laag eigen stroomverbruik en een zeer hoge ingangsimpedantie en een logische schakeling die via een open-collector trap op pin 8 een alarmuitgang aanstuurt. De schakeling verbruikt slechts 8 $\mu$ A stroom en kan daardoor uit een batterij gevoed worden, waardoor de directe elektrische koppeling tussen de resistieve sensor en de vloeistof niet tot gevaarlijke situaties kan leiden. Ondanks dit lage eigen stroomverbruik kan de open-collector uitgangstrap in geactiveerde toestand meer dan

500 mA schakelen. Met een 9 V alkaline batterij als voeding kan de schakeling meer dan een jaar werken. De schakeling is dus ideaal voor het bewaken van ruimten tegen slechts in noodgevallen voorkomende vochtigheid, zoals kelders, vaartuigen, etc. De nadelen van het resistieve principe wegen dan ook niet zo zwaar. De schakeling bevat een detector voor te lage voedingsspanning die door middel van een externe weerstand geprogrammeerd kan worden.

Via een parallelle uitgang kunnen tot negen LM1801 schakelingen onder de vorm van een "wired-OR" parallel worden geschakeld. De referentiespanningsgenerator heeft twee uitgangen op de pinnen 2 en 3 van respectievelijk 5,8 V en 5,2 V. Deze referentiespanningen kunnen gebruikt worden voor het instellen van een drempel, waarbij de comparator omklapt.

Het intern blokschema van de in DIL-14 ondergebrachte LM1801 is getekend in figuur 2.

**Figuur 2**  
Aansluitgegevens en  
intern blokschema  
van de LM1801



De schakeling kan gevoed worden uit een spanning tussen +8 V en +14 V. De temperatuurscoëfficiënt van de ingebouwde referentiespanning is gelijk aan 5 mV/°C. De comparator heeft een maximale offsetspanning van 15 mV, een maximale offsetstroom van 8 nA en een biasstroom van 10 nA.

Het "low battery"-alarm werkt als volgt. Om de 40 seconde meet de schakeling de waarde van de batterijspanning.

Met de in het voorbeeldschema van figuur 3 ingetekende waarden van de weerstanden wordt de voedingsspanning vergeleken met een drempel van 6,5 V. Als de voedingsspanning groter is gebeurt er verder niets. Is de voedingsspanning echter lager, dan zal de schakeling de open-collector trap gaan sturen met pulsjes van 60 ms. Dit kan door de op pin 8 aangesloten alarmmelder gedetecteerd worden. Het "low battery"-alarm kan uitgeschakeld worden door de pinnen 12 en 14 met elkaar te verbinden.

De uitgangstrap is in staat lampjes, LED's, zoemers, relais en motoren aan te sturen. Toch kan niet iedere belasting gebruikt worden in combinatie met het "low-battery"-alarm. Dit wekt immers pulsjes op met een breedte van slechts 60 ms en deze kunnen dus in feite alleen door een zoemer of een LED gedetecteerd worden. Sommige zoemers zullen bij deze pulsbreedte niet meer dan een korte klink produceren. Zoemers met ingebouwde oscillator zullen op een puls met een breedte van 60 ms in de meeste gevallen reageren met het opwekken van een kort toontje.

#### Voorbeeld schakeling

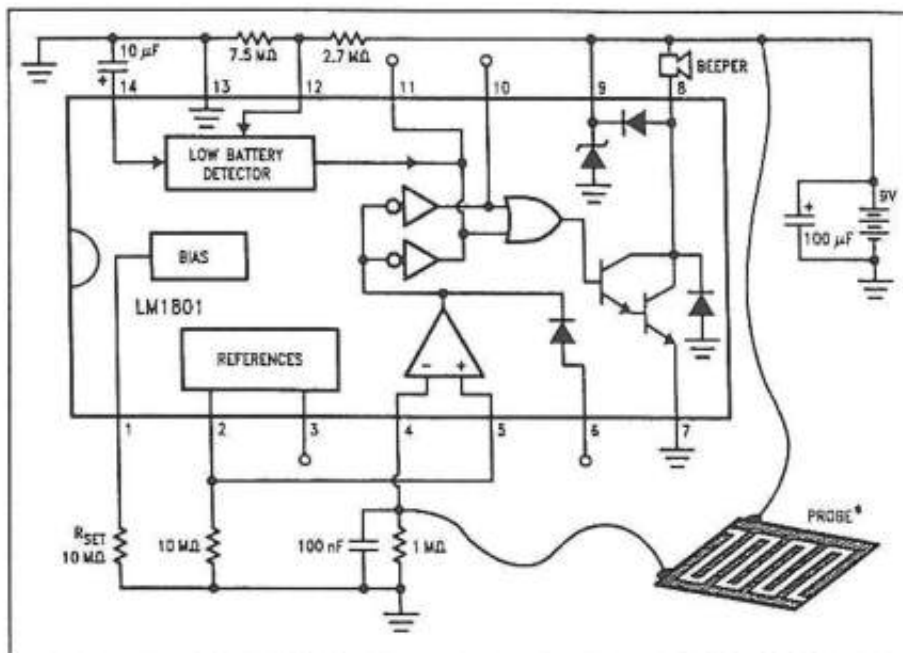
Dit is de door de fabrikant voorgestelde applicatie-schakeling. De sensor wordt verbonden tussen de voeding en één ingang van de comparator. De tweede ingang van de comparator wordt rechtstreeks verbonden met een van de referentiespanningen. Deze ingang moet echter wel door middel van een grote weerstand met



de massa verbonden worden. De parallelschakeling van de weerstand van  $1\text{ M}\Omega$  en de condensator van  $100\text{ nF}$  aan de niet-inverterende ingang van de comparator maakt de schakeling ongevoelig voor brom- en stoorsignalen, die via de eventueel lange leiding van de probe opgepikt zouden kunnen worden. Als de kamvormige probe op een grote afstand van het IC moet worden gemonteerd, moet men de probe door middel van een afgeschermd snoetje met de schakeling verbinden.

**Besluit** De LM1801 is een ideale schakeling voor het bouwen van bijvoorbeeld een draagbare regenverklapper. Dank zij het gering aantal onderdelen kan het IC, samen met batterijtje en miniatuur zoemer, in een heel klein kastje ondergebracht worden. De bovenzijde van het kastje kan gebruikt worden voor het monteren van de kamvormige sensor.

**Figuur 3**  
De externe  
schakeling rond de  
LM1801



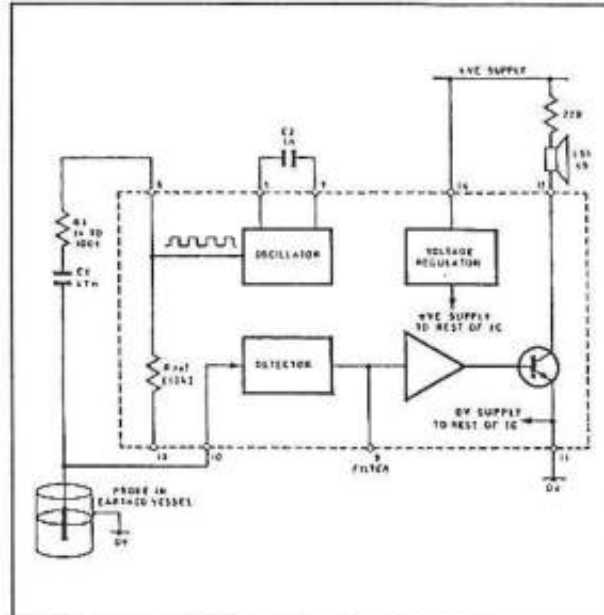
## Dompel principe

### De principiële werking

Ook de dompel sensoren werken in principe resistief. Waaruit onmiddellijk de begrenzing van het principe volgt: dompel sensoren zijn alleen bruikbaar als men met geleidende vloeistoffen te maken heeft! Bovendien zijn deze sensoren in principe alleen maar geschikt voor het bewaken van een vloeistofniveau in een geleidend vat. Maar door een truukje uit te halen kan men er ook het al dan niet aanwezig zijn van een vloeistof in een ruimte mee aantonen. Door een uitgeknipte technologie heeft men de overige bezwaren van de resistieve sensoren weten te ondervangen. Het principe van een dompel sensor is getekend in figuur 4. Het vat, waarin het vloeistofniveau bewaakt moet worden, is elektrisch geleidend en moet dus van metaal zijn gemaakt. Dit vat wordt geaard. In het vat wordt één geleidende probe geïsoleerd aangebracht. Deze probe wordt zo bevestigd dat de punt staat op het te bewaken niveau.

De "fluid level detector" bevat een oscillator, die een vierkantspanning van enige tientallen kHz genereert.

**Figuur 4**  
Het principe van de  
dompel sensoren



Dit signaal gaat via een scheidingscondensator naar de probe, maar ook naar de ingang van een detector. Als het niveau van de vloeistof lager staat dan de punt van de probe, dan zal het volledig signaal van de oscillator rechtstreeks naar de detector gaan. Komt het vloeistofniveau echter in aanraking met de punt van de probe, dan zal een deel van het signaal via de geleidende vloeistof en het geleidende vat afvloeien naar de massa. Er wordt immers een spanningsdeler gevormd tussen de genoemde weerstanden en de weerstand R1 van 1 kΩ tot 100 kΩ, die in serie staat met de scheidingscondensator. De detector registreert de spanningsdaling en stuurt, eventueel via een logische schakeling, het alarm.

**Voor- en nadelen  
van de dompel  
sensor**

De dompel sensor heeft, vergeleken met de resistieve probe, een aantal voordelen.

**– Geen elektrolyse**

De dompel elektrode wordt gevoed met een zuivere wisselspanning. De scheidingscondensator zorgt er immers voor dat iedere gelijkspanning wordt tegengehouden. Het systeem heeft dus geen last van elektrolyse, want dit fysische verschijnsel kan alleen optreden als er sprake is van het vloeien van gelijkstroom. Er ontstaan dus ook geen gasbellen op de dompel elektrode en het is uitgesloten dat deze daardoor corrodeert.

**– Minder onderhoud**

De elektrode moet niet droog gemaakt worden na een overschrijden van het niveau. Van zodra de vloeistofspiegel zakt en het contact tussen het vloeistofoppervlak en de punt van de elektrode verbroken wordt, zal het elektrische stroompad onderbroken worden.

**– Niet geïsoleerd tegen invloed van vloeistof**

Het systeem heeft echter ook één groot nadeel. De dompel elektrode kan niet geïsoleerd worden tegen de invloed van de vloeistof. Vandaar dat dit systeem niet in alle omstandigheden bruikbaar is of soms gebruik moet worden gemaakt van zeer dure probes uit een of ander edelmetaal, dat tegen alle vormen van chemische corrosie bestand is.

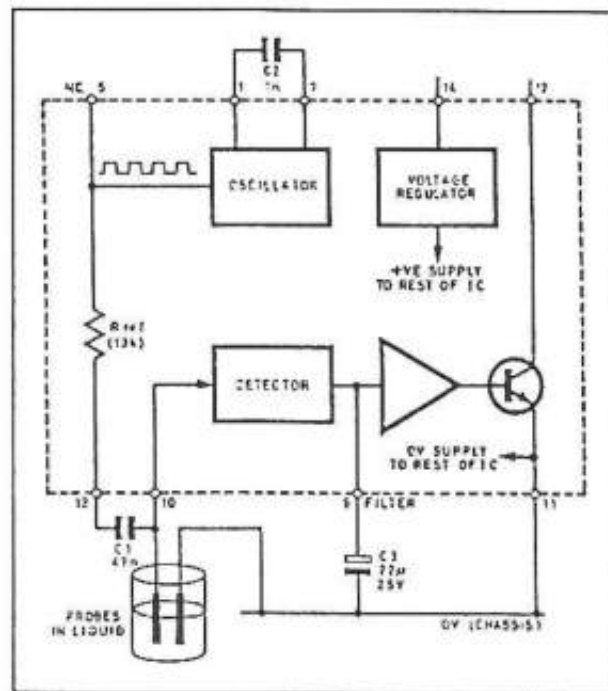
Dit laatste bezwaar zal bij toepassen in de huiselijke omgeving natuurlijk niet zo zwaar wegen, want men zal hoofdzakelijk met chemisch vrij inactief gewoon regenwater te maken krijgen.

### Meten met twee dompel elektroden

Als men het vloeistofniveau in een niet elektrisch geleidend vat wilt meten, of men wil het systeem gebruiken als overstromingsalarm, dan kan men gebruik maken van het principe dat geschetst is in figuur 5.

De tweede elektrode wordt dan rechtstreeks met de massa verbonden. De stroomkring wordt gesloten als het vloeistofniveau contact maakt met beide elektroden.

**Figuur 5**  
Het meten met twee  
dompel elektroden,  
waarbij de tweede  
elektrode  
rechtstreeks met de  
massa van het  
systeem wordt  
verbonden



## De U670B en U672B van Telefunken

De U670B en U672B zijn twee vrijwel identieke IC's van Telefunken. De schakelingen zijn in principe bedoeld voor het bewaken van vloeistofniveaus in de auto. De IC's zijn echter zo universeel van opzet, dat ook toepassingen in het huishouden mogelijk zijn. Het vrij ingewikkeld intern blokschema van beide IC's is getekend in figuur 6. De schakeling bevat een zaagtandoscillator waaruit via frequentiedelers een mooie blokspanning wordt gemaakt. Dit signaal is het sensorsignaal. De schakeling bevat uitgebreide beveiligingen tegen stoorpulsen en niet acceptabele voedingscondities. De alarm-uitgang moet via een NPN-darlington aangesloten worden op de alarmgever.

De U670B bevat een ingebouwde lamp-test, die na het inschakelen van de voedingsspanning drie seconden een signaal naar de alarm-uitgang stuurt. Op deze manier kan men iedere keer bij het inschakelen van het systeem controleren of de alarm-indicator het nog doet. De U672B heeft deze voorziening niet.

De schakelingen hebben twee programmeer-pennen P, waarmee een aantal functies van de schakeling extern geprogrammeerd kan worden.

De frequentie van de interne zaagtandoscillator wordt bepaald door een weerstand R2, geschakeld tussen de voeding en pen 5 (RC) en een condensator C2 geschakeld tussen pen 5 (RC) en de massa. De frequentie van deze generator wordt bepaald door de uitdrukking:

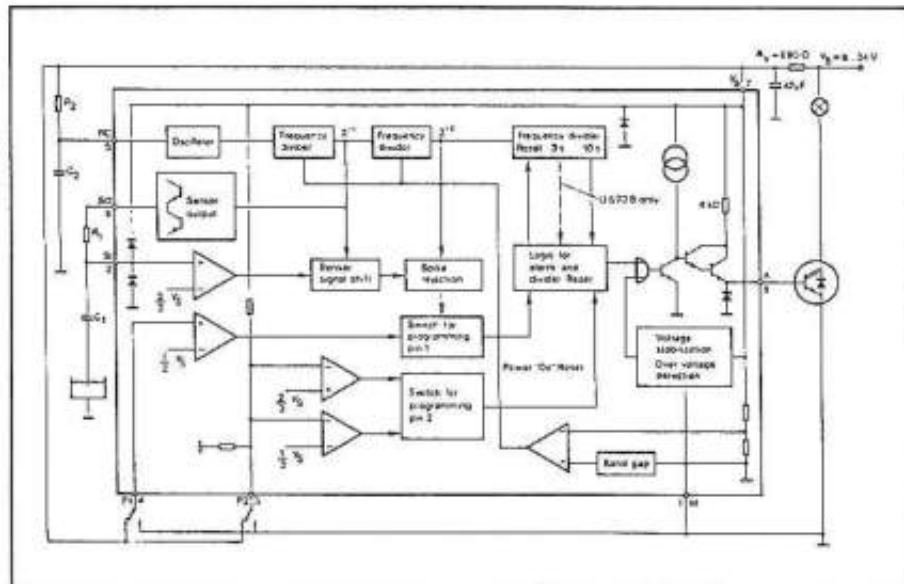
$$f=1/[C \cdot (0,632 \cdot R + 1900)]$$

Met de door de fabrikant voorgeschreven waarden van 100 k $\Omega$  en 4,7 nF werkt de oscillator op een frequentie van 3,268 kHz. De frequentie van het uitgangssignaal van de zaagtandgenerator



wordt door twee gedeeld. De perfecte blokspanning die daarvan het resultaat is gaat naar de sensor-uitgang op pen 6 (SO). Via een weerstand gaat dit signaal weer terug naar de sensor-ingang op pen 2 (SI). De comparator die op deze pen is aangesloten, zal omschakelen als de weerstand tussen de sensor en de massa tussen 10 k $\Omega$  en 30 k $\Omega$  ligt.

**Figuur 6**  
Het intern  
blokschema van de  
U670B en U672B  
van Telefunken



De schakeling heeft een voorziening waarmee korte sensorpulsjes, bijvoorbeeld door trillingen van de vloeistofspiegel, onderdrukt kunnen worden. Deze zogenoemde "spike-onderdrukking" zorgt ervoor dat niveauveranderingen, die korter dan 80 ms duren, de schakeling niet activeren. Wordt de schakeling geactiveerd, dan start een vertragingsslus van tien seconden. Na afloop van deze lus wordt de alarm-uitgang (A) op pen 8 geactiveerd.

De voorwaarde, waaronder dit gebeurt, wordt bepaald door de spanning op de programmeer-pen P1 (pen 4). Wordt deze ingang met de massa verbonden, dan zal het alarm geactiveerd worden als de sensor niet in contact staat met de vloeistof. Ligt P1 aan de voeding, dan gaat het alarm af als de sensorpunt in contact komt met de vloeistof. De spanning op de programmeer-ingang P2 (pen 3) bepaalt de manier waarop het alarm geactiveerd wordt. Ligt deze ingang aan de massa, dan kan het geactiveerde alarm alleen uitgeschakeld worden door het uit- en nadien weer inschakelen van de voedingsspanning. Ligt deze ingang aan de voeding, dan zal het alarm uitgeschakeld worden op het moment dat de oorzaak van het alarm wegvalt, dus als de punt van de sensor weer droog komt te staan. Op deze manier kan men de schakelingen ook gebruiken voor het sturen van bijvoorbeeld een pomp.

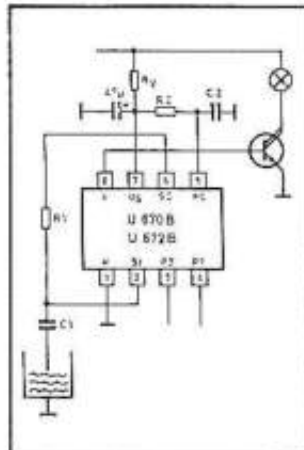
De alarm-uitgang op pen 8 (A) moet via een NPN-darlington het alarm activeren. De uitgangsstroom die pen 8 kan leveren, wordt door een interne beveiligingsschakeling begrensd op 1,2 mA.

Door tussen de voeding en pen 7 (V<sub>S</sub>) een weerstand op te nemen kan het IC beschermd worden tegen overspanningen op de voedingslijn. Met een weerstand van 680  $\Omega$  is de schakeling bestand tegen overspanningen tot 43 V, waarbij de waarde van de voedingsspanning tussen 8 V en 24 V mag liggen. Verhoogt men deze weerstand tot 1 k $\Omega$ , dan ligt het toegestane voedingsbereik tussen 16 V en 32 V, waarbij de schakeling beveiligd wordt tot spanningspieken van 60 V.

**Externe schakeling**

In figuur 7 is de externe schakeling rond de U670B of U672B getekend bij gebruik van één dompelelektrode. De waarde van de weerstand R1 kan het best experimenteel bepaald worden. Uiteraard kan men het geleidend vat vervangen door een tweede identieke elektrode, die met de massa van de schakeling verbonden wordt.

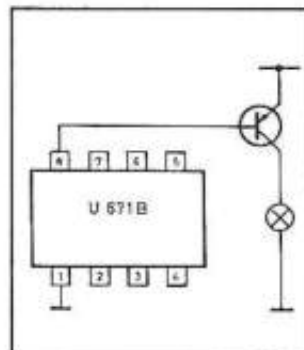
**Figuur 7**  
De eenvoudige  
externe schakeling  
rond een U670B of  
U672B

**De U671B en U673B van Telefunken**

Deze schakelingen zijn in grote lijnen vergelijkbaar met de U670B en U672B. Het enige verschil is dat de uitgangstrap die het alarm stuurt, nu ontworpen is voor het aansturen van een PNP-transistor, die een alarm-indicator die vast met de massa verbonden is uit de voeding kan sturen. Uit dit gegeven blijkt dat de IC's in wezen ontworpen zijn voor gebruik in de auto, waar immers alle elektrische belastingen één pool aan het chassis hebben liggen. De U673B heeft geen automatische lamp-test bij het inschakelen van de voedingsspanning.

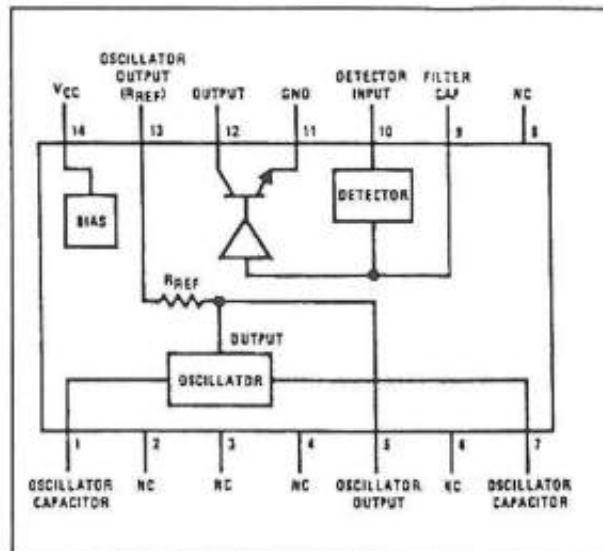
In figuur 8 is getekend hoe de uitgangstrap bij deze IC's geschakeld moet worden. Het sensorgedeelte is uiteraard identiek aan dat getekend in figuur 7.

**Figuur 8**  
Het aansturen van de  
alarmtrap bij de  
U671B of U673B

**De LM1830 van NatSemi**

De LM1830 is in principe ontwikkeld voor niveaubewakingstoepassingen in de industriële sfeer. Maar ook hier geldt dat het IC uitstekend te gebruiken is door de hobbyist. Zoals uit het intern blokschema van figuur 9 blijkt, bevat de schakeling een vierkantgolfoscillator. Het uitgangssignaal van deze oscillator is het sensorsignaal dat ook aan een detector wordt aangelegd. Als de weerstand van de probe boven een bepaalde waarde stijgt wordt het oscillatorsignaal doorgekoppeld naar de basis van een open-collector transistor. Deze transistor kan een LED, een luidsprekertje of een relais met laag stroomverbruik sturen. Noteer dus goed dat de schakeling een alarm genereert als de sensor géén contact onderhoudt met de vloeistof!

**Figuur 9**  
*Intern blokschema  
van de LM1830*



Via een pen, waarop een weerstand kan worden aangesloten, kan men de gevoeligheid van de detector instellen. De frequentie van de oscillator is omgekeerd evenredig met de waarde van de condensator tussen de pennen 1 en 7. Met een waarde van 1 nF komt een frequentie van ongeveer 6 kHz overeen. De frequentie van de oscillator is in te stellen tussen 4 kHz en 12 kHz. Het uitgangssignaal van de oscillator wordt aangeboden op de pennen 13 en 5. De ene uitgang levert een signaal met een top-tot-top waarde van ongeveer 1,1 V, de tweede uitgang levert ongeveer 4,2 V. Uitgang 13 heeft reeds een serieweerstand van 13 k $\Omega$  ingebouwd, waarover het signaal valt als de sensor contact maakt met de vloeistof. De weerstand van de probe naar de massa wordt vergeleken met deze weerstand. De detector zal aanspreken als beide weerstanden aan elkaar gelijk zijn. Komt de soortelijke weerstand van de te bewaken vloeistof echter niet overeen met dit bereik, dan kan men de uitgangsspanning van de oscillator via pen 5 aftakken en een externe referentieweerstand toepassen. Tussen pen 9, de uitgang van de detector en de massa kan een afvlakcondensator worden aangebracht zodat de uitgang van AAN naar UIT schakelt bij het activeren van de detector. Zonder deze filtercondensator zal de uitgang het bloksignaal van de oscillator overnemen. De drempelspanning van de detector is ingesteld op 680 mV. De open-collector uitgang op pen 12 kan maximaal 20 mA verwerken bij een verzadigingsspanning van 2,0 V. De lekstroom van de transistor bedraagt ongeveer 10  $\mu$ A. De LM1830 kan gevoed worden uit een spanning van +5 V tot +28 V en verbruikt ongeveer 10 mA stroom.

### Voorbeeld schakeling

In figuur 10 is de meest eenvoudige schakeling rond de LM1830 getekend. Er zijn slechts twee extern onderdelen nodig voor het instellen van het IC! De alarmuitgang stuurt in dit voorbeeldje een LED, die uiteraard moet voorzien worden van een stroombegrenzende serieweerstand. Omdat de uitgangstrap slechts 20 mA kan schakelen zal men vaak een externe extra schakeltrap moeten aanbrengen.

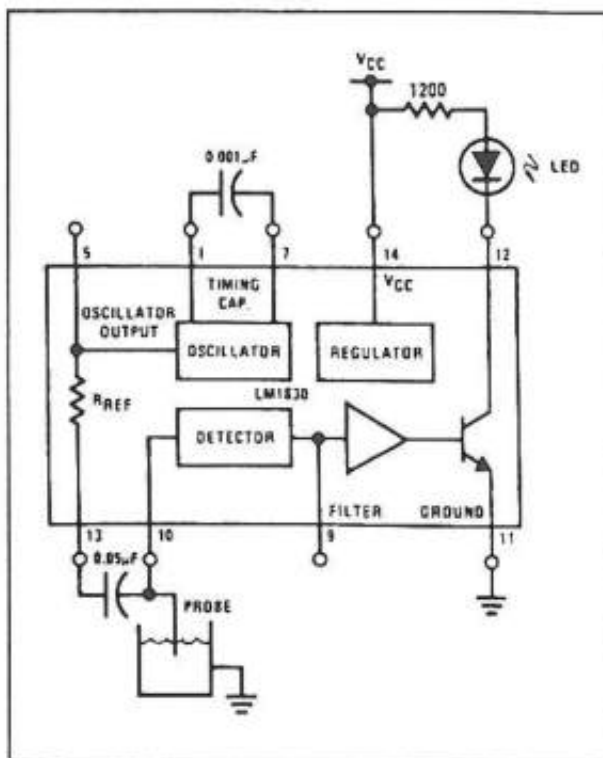
## Pomp besturing

In figuur 11 is bijvoorbeeld getekend hoe men de LM1830 een relais kan laten bedienen. Dat relais kan dan weer gebruikt worden voor het inschakelen van een pomp. De interne open-collector transistor vormt samen met de externe transistor een inverterende

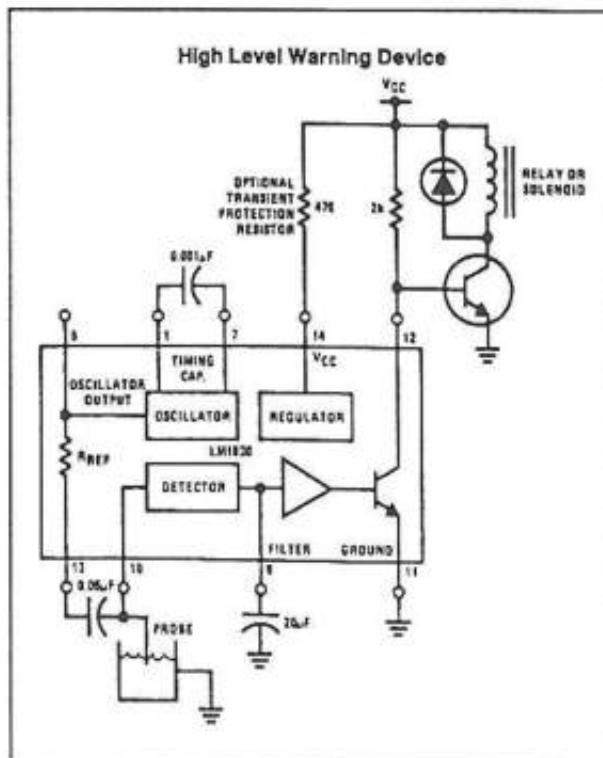


trap die in staat is stromen van meerdere honderden mA te schakelen. Als de open-collector trap gesperd is, zal de externe transistor via de basisweerstand van 2 k $\Omega$  in verzadiging gestuurd worden en dus geleiden. Het relais wordt aangetrokken. Als de LM1830 geactiveerd wordt, zal de geleidende interne transistor de basis van de externe transistor naar de massa schakelen, waardoor deze transistor gaat sperren en het relais afvalt.

**Figuur 10**  
De meest eenvoudige schakeling rond de LM1830



**Figuur 11**  
Het aansturen van een pomp met de LM1830

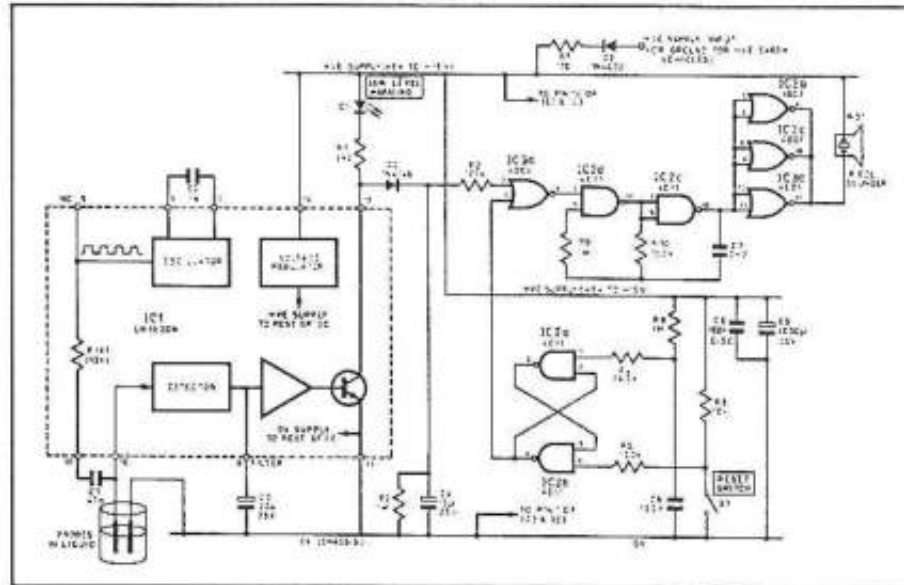


Deze invertierende werking is noodzakelijk om ervoor te zorgen dat de pomp gaat pompen als de dompel elektrode contact maakt met de vloeistof.

### Alarmschakeling met twee probes

In figuur 12 is het schema gegeven van een uitgebreide alarmschakeling, waarbij gebruik wordt gemaakt van twee probes. De tweede probe wordt aan de massa gelegd. De uitgang van de LM1830 stuurt via de poort IC3a een astabiele multivibrator, die een piëzo-elektrische zoemer als belasting heeft. De poort wordt gecontroleerd door de flip-flop IC2a/b, die bij het inschakelen van de voeding de poort open zet. Alleen door het indrukken van de schakelaar S1 wordt de poort gesperd en zal de astabiele multivibrator, zelfs bij het ontvangen van een alarmsignaal van de LM1830, uitschakelen.

**Figuur 12**  
Uitgebreide  
alarmschakeling rond  
de LM1830 met  
continu accoustisch  
alarm, dat alleen uit  
te zetten is door het  
bedienen van een  
druknop



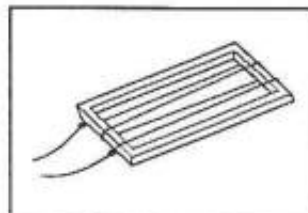
## Thermische principe

### Werking

Bij de thermische sensoren hoeft het elektrisch geleidende materiaal van de probe niet in contact te komen met de vloeistof. Dus kan dit materiaal afdoende afgeschermd worden tegen de eventueel zeer corrosieve vloeistof, door er bijvoorbeeld een Teflon of Nylon afscherming rond aan te brengen. Wat gemeten wordt is de temperatuursvariatie van de probe onder invloed van de koelende vloeistof.

Uitgegaan wordt van een probe die een zeer grote positieve temperatuurscoëfficiënt heeft. Door deze probe, die bijvoorbeeld een vorm kan hebben als getekend in figuur 13, wordt een vrij grote pulsformige gelijkstroom gestuurd. Het gevolg is dat de probe opwarmt en de weerstand toeneemt.

**Figuur 13**  
Een voorbeeld van  
een zelf gebouwde  
thermische probe



Deze weerstandstoename kan bepaald worden door de spanningsval over de probe te meten. De temperatuurstijging van de probe is echter afhankelijk van het medium waarin de probe zich bevindt. In lucht zal de probe warmer worden dan in een vloeistof, die in de meeste gevallen de warmte beter geleidt dan de lucht.

Door nu het verloop van de spanningsstijging over de probe gedurende een bepaalde tijd te meten, kan het systeem een indruk krijgen of, en zo ja hoever de probe in de vloeistof is gedompeld. Dit biedt dus het zeer interessante perspectief om niet alleen digitaal het al dan niet aanwezig zijn van vloeistof te meten, maar ook analoog het niveau van een vloeistof in een vat te bepalen. Hoe groter het deel van de probe is dat in de vloeistof steekt, hoe meer de probe immers door de vloeistof afgekoeld zal worden.

#### Voordelen van de thermische methode

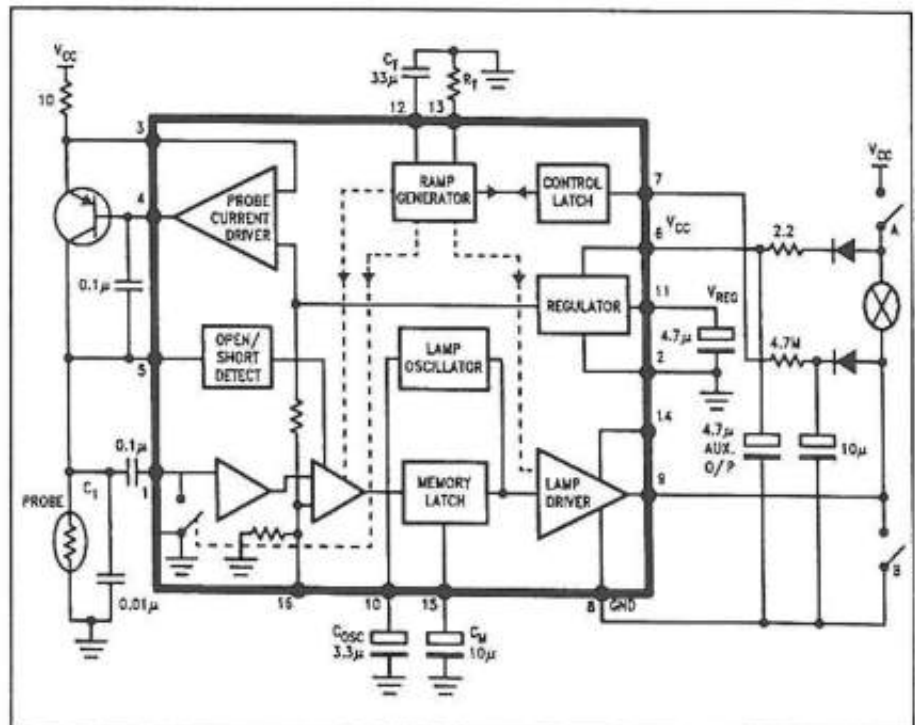
Het zal duidelijk zijn dat de thermische methode niets anders dan voordelen heeft:

- het systeem werkt ook met elektrisch niet geleidende vloeistoffen;
- de vloeistof en de probe zijn volledig elektrisch geïsoleerd;
- het materiaal van het vat van de vloeistof heeft geen invloed;
- de probe kan geïsoleerd worden tegen corrosieve vloeistoffen;
- het verloop van de probe-spanning zegt niet alleen iets over het wel of niet ondergedompeld zijn van de probe, maar geeft ook informatie over de mate van onderdompeling;
- het systeem kan ook gebruikt worden om de stroomsnelheid van vloeistoffen of gassen te meten.

#### De LM903 van NatSemi

Een typisch IC, dat volgens het thermische principe werkt, is de LM903 van NatSemi. De schakeling levert een digitale uitgang, waarmee een alarm kan worden aangestuurd. Het intern blokschema en de manier waarop de probe wordt aangestuurd zijn getekend in figuur 14.

**Figuur 14**  
Het intern  
blokschema van de  
LM903 van NatSemi



De probe wordt gestuurd met een constante stroom, die wordt opgewekt door een externe transistor, die als stroombron geschakeld is. De stroom wordt bepaald door de waarde van de emitterweerstand, in dit geval 10 Ω. De stroom door de probe vloeit niet continu, maar pulserend. Deze timing wordt bestuurd vanuit een zaagtandgenerator "RAMP". Iedere cyclus duurt ongeveer 1,5 s. Na ongeveer 35 ms wordt de spanning over de probe gemeten.

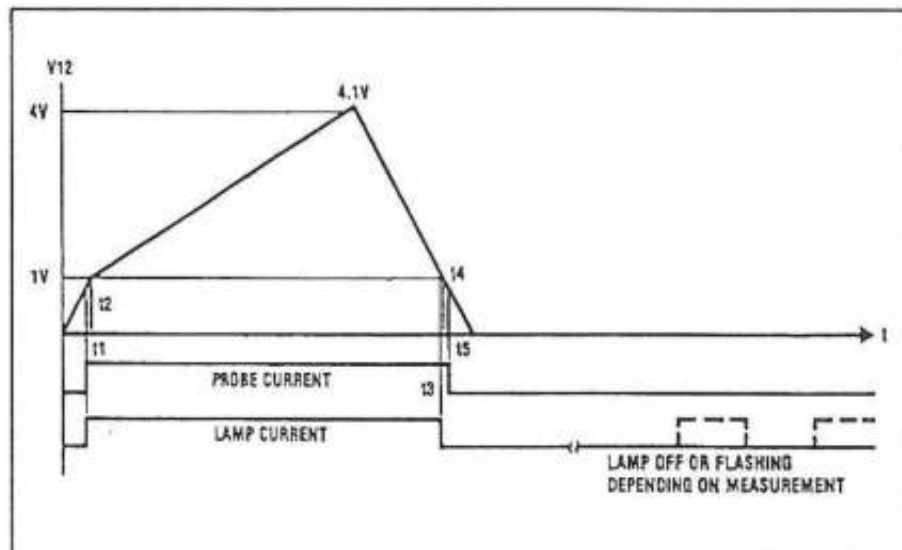


Deze spanning wordt opgeslagen in de condensator C1 via een eenvoudige sample and hold. Na 1,5 s wordt de spanning over de probe opnieuw gemeten. Het verschil tussen beide meetspanningen wordt versterkt en vergeleken met een referentiespanning. Het resultaat van deze vergelijking stuurt via een logische schakeling de alarm-uitgang.

### Timing-diagram

De gedetailleerde werking van de LM903 wordt beschreven aan de hand van het timing-diagram van figuur 15. Een meetcyclus wordt ingezet door het inschakelen van de voedingsspanning en door een laag signaal op de controle-pen 7. Dit laag signaal ontstaat door deze ingang via de drukknop B aan de massa te leggen. De condensator die verbonden is met pen 12 wordt opgeladen. Na ongeveer 25 ms wordt de uitgang op pen 4 gestuurd. Deze uitgang zorgt, in samenwerking met de externe stroombron, voor het vloeien van de constante stroom door de probe. Op hetzelfde moment wordt de alarm-uitgang gestuurd zodat de op deze uitgang aangesloten lamp gaat branden. Op tijdstip t2, ongeveer 10 ms later, wordt de probe-spanning voor het eerst gemeten. Deze spanning wordt opgeslagen in een externe condensator, verbonden met pen 1.

**Figuur 15**  
Het timing-diagram  
van de werking van  
de LM903



Anderhalve seconde later op tijdstip t3 wordt de spanning over de probe opnieuw gemeten en deze spanning wordt vergeleken met de eerste meetwaarde. Het spanningsverschil wordt drie maal versterkt en vergeleken met een interne drempel van 850 mV. Deze drempel is aan te passen via de sturingang op pen 16. Als het versterkte spanningsverschil kleiner is dan deze drempel wordt de lamp uitgeschakeld. In het andere geval wordt de lamp intermitterend gestuurd met een frequentie van ongeveer 1,5 Hz.

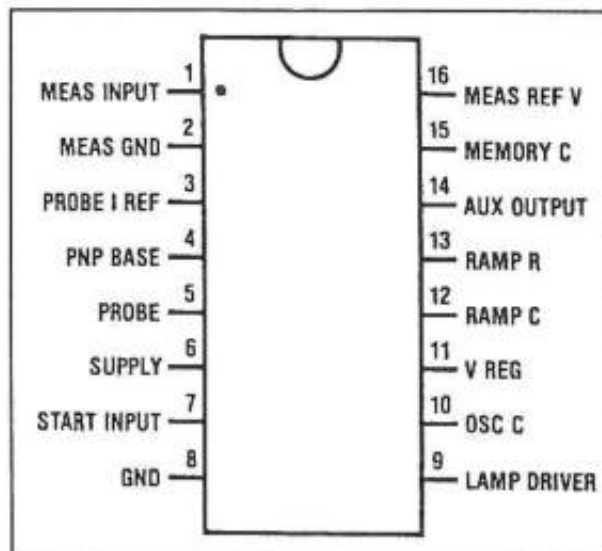
De lampbesturing wordt opgeslagen in een latch. Ongeveer 18 ms later (tijdstip t5) wordt de stroom door de probe uitgeschakeld en is de meetcyclus afgelopen.

Een nieuwe meetcyclus kan alleen gestart worden door het uit- en weer inschakelen van de voedingsspanning. Een extern RC-netwerkje, verbonden met pen 7, kan er voor zorgen dat een tweede meetcyclus eerst na ongeveer één minuut start. Deze maatregel is noodzakelijk, omdat het een voorwaarde van het principe is dat de probe weer tot de rusttemperatuur afkoelt alvorens er opnieuw gemeten wordt.

**De probe** De wikkeldraad van de probe moet een grote positieve temperatuurscoëfficiënt hebben. Aanbevolen wordt gebruik te maken van nikkel/cobalt-legeringen met een soortelijke weerstand van  $50 \mu\Omega/\text{cm}$  en een temperatuurscoëfficiënt van minimaal  $3.300 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . De spanning over de probe moet groter zijn dan  $0,7 \text{ V}$  en kleiner dan  $5 \text{ V}$  om de open- en short-circuit schakelingen niet te activeren. De stroom door de probe moet zo ingesteld worden dat het spanningsverschil tussen de eerste en de tweede meting in de vrije lucht ongeveer  $500 \text{ mV}$  bedraagt. In de vloeistof moet dit verschil gereduceerd worden tot ongeveer  $100 \text{ mV}$ . Om dit grote verschil te realiseren moet men de probe zo ontwerpen, dat een goede afkoeling van de draad gegarandeerd wordt. Van daar dat de draad van de probe zeer ruimtelijk op een raam gewikkeld moet worden (zie figuur 13), zodat de vloeistof de draad zo goed mogelijk kan koelen.

**Technische gegevens** De LM903, waarvan de aansluitgegevens getekend zijn in figuur 16, kan worden gevoed uit een spanning van  $+7 \text{ V}$  tot  $+18 \text{ V}$  en verbruikt ongeveer  $50 \text{ mA}$ . De interne referentie levert een gestabiliseerde spanning van ongeveer  $5,8 \text{ V}$  af op pen 11. Deze spanning moet via een externe condensator ontkoppeld worden. De uitgangstrap kan een continue stroom van  $250 \text{ mA}$  sinken via pen 9. Bij intermitterend bedrijf kan men deze uitgang zelfs met  $600 \text{ mA}$  belasten. De knipperfrequentie van de uitgang is ingesteld op  $1,5 \text{ Hz}$ . De schakeling levert nog een tweede uitgang op pen 14, die TTL-compatible is.

**Figuur 16**  
De aansluitgegevens  
van de LM903



**Voorbeeld schakeling** In de voorbeeld schakeling van figuur 14 wordt de LM903 toegepast als bewaker van het oliepeil in een automotor. De meting wordt uitgevoerd op het moment dat het contact via schakelaar A wordt gesloten. Schakelaar B is de oliedrukschakelaar. Deze wordt gesloten voordat de motor start en zet pen 7 op LAAG. De  $4,7 \text{ M}\Omega$  weerstand en de condensator van  $10 \mu\text{F}$ , verbonden met pen 7, verhinderen een tweede meting. Nadat de oliedruk tot de normale waarde gestegen is opent schakelaar B en de condensator wordt via de alarm-lamp opgeladen. Na het uitschakelen van de motor zal de condensator langzaam ontladen, waardoor een tweede meting voor ongeveer één minuut wordt uitgesloten. De resultaten van de eerste meting worden echter wél opgeslagen in de condensator die met pen 15 verbonden is. Is het resultaat van de meting

goed, dan wordt deze pen HOOG. Deze hoge spanning wordt opgeslagen in de condensator en vanwege de lage lekstroom van pen 15 blijft de spanning voor minstens één minuut boven de interne drempel van 3 V.

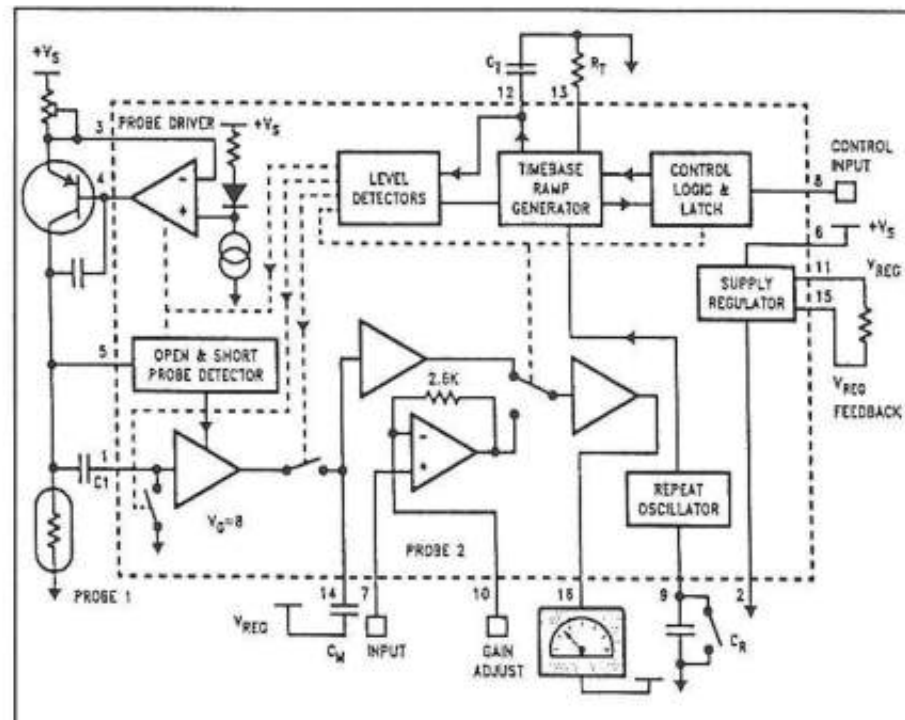
Een weerstand van maximaal 150 k $\Omega$  tussen de pennen 10 en 11 zorgt ervoor dat de lamp-oscillator wordt uitgeschakeld, waardoor de lamp continu gaat branden.

### De LM1042 van NatSemi

De LM1042 meet op een *analoge manier* het niveau van vloeistoffen door middel van een thermische probe, die in de vloeistof wordt ondergedompeld. De schakeling wekt een *analoge uitgangsspanning* op, die proportioneel is met het niveau van de vloeistof. Met dit IC kan men dus vrij nauwkeurig op een volledig elektronische manier meten hoeveel vloeistof er in een bepaald vat aanwezig is. De schakeling kan zowel eenmalig meten als repeterend. De schakeling bevat beveiligingsschakelingen tegen een open verbinding in de probe-leiding en tegen kortgesloten probes. Het IC heeft een tweede meetingang, waarop een tweede sensor kan worden aangesloten.

De werking van de LM1042 wordt beschreven aan de hand van het intern blokschema van figuur 17.

**Figuur 17**  
Het intern  
blokschema van de  
LM1042



De ingangsversterker voor de probe is verbonden met pen 1. Deze heeft een maximale lekstroom van 5 nA. Deze ingang wordt door een interne elektronische schakelaar op massa-potentiaal geclamped vóór de start van een meting. Pen 3 wordt verbonden met de emitter van een externe PNP-transistor en zorgt voor een constante probe-stroom van maximaal 200 mA.

Door een interne referentie wordt de spanning op deze uitgang geclamped op een spanning die 2 V lager is dan de voedingsspanning. De basis van de externe transistor wordt verbonden met pen 4. Pen 5 wordt verbonden met de probe en detecteert open- en short-circuit omstandigheden. De tweede probe kan worden aangesloten op pen 7. Deze ingang (PROBE2) heeft een impedantie van 5 M $\Omega$ . Pen 10 bepaalt, door middel van een weerstand naar



de massa, de versterking van de hulpingang op pen 7 tussen 1,2x en 3,4x. Met het signaal op pen 8 wordt geselecteerd via welke probe gemeten wordt. Een LAAG op deze pen selecteert de eigenlijke meetprobe (1) en start de timing van de meetcyclus. Gedurende de meetcyclus wordt deze pen op LAAG gehouden. Een HOOG op deze pen selecteert de hulpingang (pen 7), maar dit kan alleen na afloop van een meetcyclus.

Op pen 9 wordt een condensator aangesloten, die de herhalingsfrequentie van de repeterende metingen bepaalt. De condensator wordt opgeladen met 2  $\mu$ A naar een drempel van 4,3 V. Nadien start een tweede meetcyclus. Dwingt men deze ingang naar LAAG, dan wordt de oscillator uitgeschakeld en zal de schakeling één meting uitvoeren na het LAAG worden van pen 8.

Pen 11 is de uitgang van de interne referentiespanning van 5,9 V typisch. Pen 15 is de terugkoppel-ingang voor de interne referentie op pen 11. Via een weerstand tussen deze pen en pen 11 kan men de waarde van de interne referentiespanning instellen.

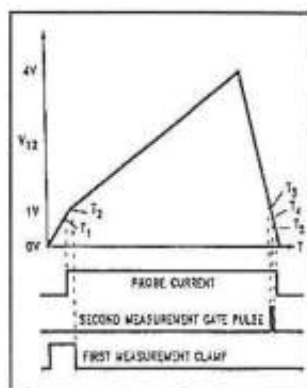
De pennen 12 en 13 zijn bedoeld voor de timing van de schakeling. Tussen de massa en pen 12 komt een condensator, de weerstand tussen de massa en pen 13 bepaalt de ontlaadstroom van de condensator op pen 12.

De condensator tussen pen 14 en de interne referentie op pen 11 wordt gebruikt voor het opslaan van de meetresultaten tussen twee meetcycli. Deze pen heeft een interne lekstroom van slechts 2 nA, zodat men er zeker van is dat de lading weinig kans heeft om weg te lekken. Het zal wel duidelijk zijn dat men voor deze condensator een type met een zeer geringe eigen lekstroom moet toepassen. De lineaire uitgangsspanning van PROBE1 of PROBE2 staat op pen 16 ter beschikking met een stroomcapaciteit van +/-10 mA. Men kan dus rechtstreeks een draaispoelinstrument op deze uitgang aansluiten.

### Timing diagram

De preciese afloop van een meetcyclus van de LM1042 wordt beschreven aan de hand van het timing diagram van figuur 18. Een meetcyclus wordt ingezet door een laag signaal op de controle-pen 8. De condensator die verbonden is met pen 12 wordt opgeladen. Als de condensatorspanning gestegen is tot 0,7 V (tijdstip t<sub>1</sub>) wordt de uitgang op pen 4 gestuurd. De constante stroom van 200 mA gaat door de probe vloeien. Op hetzelfde moment wordt de "probe-failure"-ingang op pen 5 geactiveerd. Als de condensator op pen 12 is opgeladen tot 1,0 V (tijdstip t<sub>2</sub>) wordt de probespanning voor het eerst gemeten.

**Figuur 18**  
Het timing-diagram  
van één meetcyclus  
van de LM1042



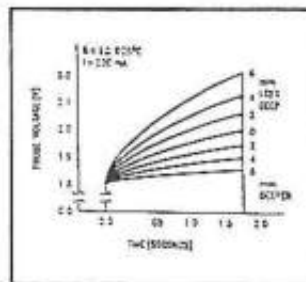
Deze spanning wordt opgeslagen in een externe condensator, verbonden met pen 1. De stroom waarmee de condensator op pen

12 oplaadt wordt nu gereduceerd. Als de spanning over dit onderdeel gestegen is tot 4,1 V wordt de condensator weer ontladen. De meetspanning wordt via een interne schakelaar doorgekoppeld naar de condensator die met pen 14 verbonden is. Op tijdstip t5, de condensator is dan weer tot 0,7 V ontladen, wordt de meetcyclus afgesloten. De spanning over de condensator op pen 14 wordt versterkt en nadien via pen 16 aan de analoge uitgang aangeboden.

**Opmerking** Repeterende metingen ontstaan door een condensator aan te sluiten tussen pen 9 en de massa. Een meting start als de spanning over deze condensator gestegen is tot 4,3 V.

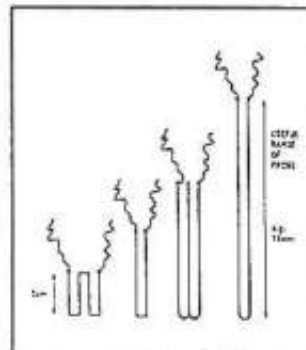
**Constructie van een probe** Aan de probe worden nogal wat eisen gesteld. In figuur 19 is getekend hoe de spanning over de probe moet verlopen in functie van de meettijd en van de mate van onderdamping in de vloeistof.

**Figuur 19**  
Spannings-  
karakteristiek in  
functie van de tijd en  
de mate van  
onderdamping van  
de aanbevolen probe



De draad waaruit de probe wordt samengesteld moet een grote positieve temperatuurscoëfficiënt hebben. Aanbevolen wordt gebruik te maken van nikkel/cobalt-draad met een soortelijke weerstand van  $50 \mu\Omega/\text{cm}$  en een temperatuurscoëfficiënt van minimaal  $3.300 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Een aanbevolen probe-konstruktie bestaat uit  $4 \times 2 \text{ cm}$  van deze draad met een diameter van  $0,08 \text{ mm}$ . Een dergelijke probe benadert de spanningskarakteristiek van figuur 19 in bruikbare mate. In figuur 20 is een aantal mogelijke konstrukties van de probe geschetst. De draad is vrij gewikkeld op een raam, zodat de vloeistof de draad zo goed mogelijk kan koelen.

**Figuur 20**  
Aanbevolen  
konstrukties van de  
thermische probe  
voor maximale  
lineariteit van de  
meting

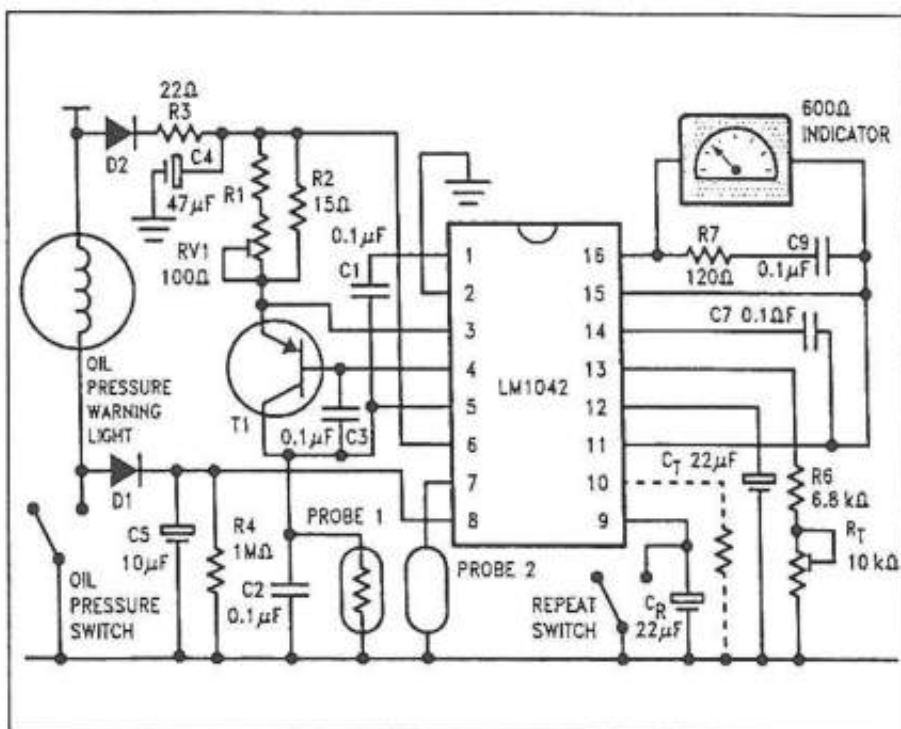


### Voorbeeld schakeling

In figuur 21 wordt de LM1042 toegepast als lineaire meter van het oliepeil in een automotor. Bij het inschakelen van de contactschakelaar wordt de oliedrukschakelaar gesloten en wordt ingang 8 LAAG gehouden via de weerstand R4. De meting van het oliepeil wordt uitgevoerd met PROBE1. Men wacht nu even tot de analoge draaispoelmeter op pen 16 een stabiele waarde aangeeft. Men kan dan het oliepeil aflezen en nadien de motor starten. Na het starten van de motor zal de oliedrukschakelaar openen, waardoor de spanning op pen 8 HOOG wordt gestuurd. De schakeling schakelt

nu om naar PROBE2, waardoor men met een en dezelfde schakeling het niveau van een tweede vloeistof kan meten, bijvoorbeeld het peil in het tankje met remvloeistof.

**Figuur 21**  
De LM1042 wordt in dit voorbeeld gebruikt voor het **analoog meten** van het olieniveau in het motorblok



Het heeft immers geen zin het oliepeil in het motorblok te meten als de motor draait. De olie wordt dan heet en is bovendien in hevige beweging, waardoor het principe van de thermische meting per definitie niet meer kan worden toegepast.

#### Technische gegevens

De LM1042 kan gevoed worden uit een spanning tussen +7 V en +18 V en verbruikt ongeveer 35 mA. De interne referentiespanning die via pen 11 beschikbaar is heeft een waarde van 5,9 V en heeft een stabiliteit van  $\pm 0,5\%$ . De spanning op pen 3 wordt door de schakeling ingesteld op 2,35 V onder de waarde van de voedingspanning. Hieruit kan men de waarde van de emitterweerstand van de stroombron transistor berekenen.

## Capacitieve principe

### Inleiding

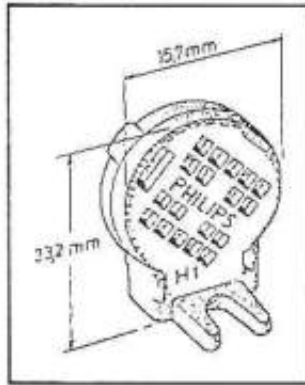
Met het capacitieve principe kan men geen kelders droog houden of oliepeilen meten, maar niets meer of minder dan de vochtigheid van de lucht meten. Hiervoor heeft men een capacitieve vochtsensor nodig, in feite niets meer dan een condensator waarvan de waarde afhankelijk is van de vochtigheidsgraad van de lucht. De capaciteit van de sensor wordt omgezet in een pulsbreedte en vergeleken met de pulsbreedte van een referentie-oscillator. Het verschil in pulsbreedte wordt nadien omgezet in een spanning, waarmee men een analoge of digitale meter kan sturen.

#### De sensor H-1 van Philips

Philips is de enige fabrikant die een goedkope elektronische vochtigheidssensor met type-codering H-1 op de markt brengt. In de behuizing van figuur 22 zit een condensator ten grootte van een kwartje.

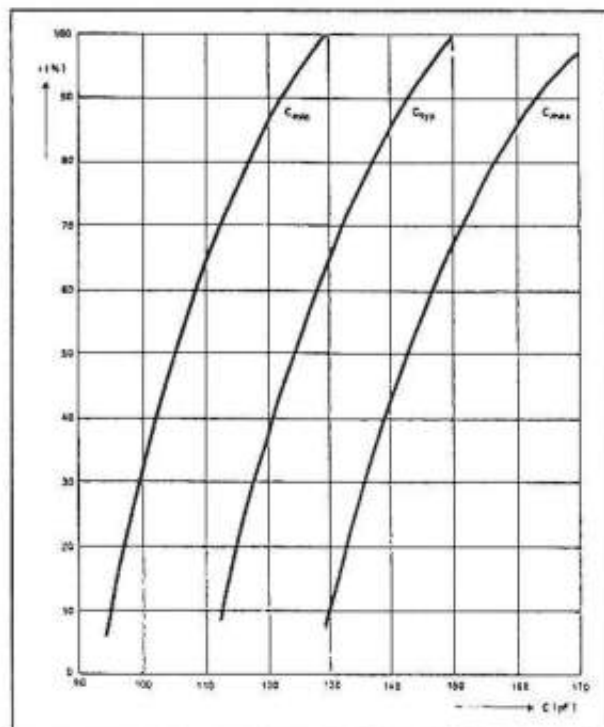


**Figuur 22**  
De vochtsensor H-1  
van Philips



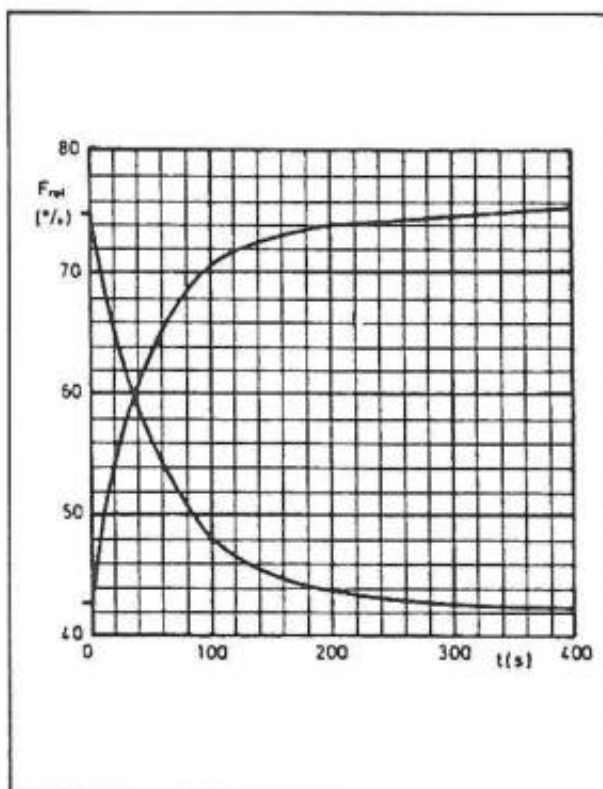
Deze is opgebouwd uit twee gouden elektroden die opgedampt zijn aan weerszijden van een dunne hygroscopische kunststof folie. Deze folie vormt het diëlectricum van de condensator. Dit materiaal zal, vanwege de hygroscopische eigenschappen, de vochtigheid van de lucht in zich opnemen. Vandaar dat de behuizing aan weerszijden van een groot aantal kleine gaatjes is voorzien, zodat de lucht zich gemakkelijk een weg kan banen rond de condensator. De waarde van de capaciteit van de condensator is afhankelijk van de grootte van de elektroden, de afstand tussen de beide elektroden en de diëlectrische constante van het diëlectricum. Onder invloed van de luchtvochtigheid wijzigt niet alleen de diëlectrische constante van de folie maar ook de dikte ervan, zodat de capaciteit van de condensator afhankelijk wordt van de vochtigheid van de lucht. De capaciteit van de condensator bedraagt ongeveer 120 pF en verandert met ongeveer 45 pF over het volledige theoretische bereik van 0 tot 100 % relatieve luchtvochtigheid. Zoals uit de grafiek van figuur 23 volgt is de relatie tussen de capaciteit van de sensor en de luchtvochtigheid niet lineair en zit er bovendien erg veel typegebonden spreiding op. Onder normale omstandigheden meet men echter tussen 30 % en de 70 %, een gebied waarin de sensor tamelijk lineair werkt. Door de grote spreiding moet men de sensor echter in ieder geval ijken, een klus die nogal omslachtig is.

**Figuur 23**  
Het verband tussen  
de relatieve  
vochtigheid van de  
lucht en de capaciteit  
van de H-1



In de praktijk wordt de sensor opgenomen in een oscillator-schakeling. De H-1 kan gebruikt worden tussen 1 kHz en 1 MHz, waarbij er maximaal 15 V over het onderdeel mag staan. De gevoeligheid van de sensor bedraagt ongeveer 0,4 pF per % relatieve vochtigheid. Uit de aard van het werkingsprincipe reageert de H-1 zeer traag op schommelingen in de vochtigheidsgraad. Uit de grafiek van figuur 24 volgt dat het ongeveer 3 minuten duurt alvorens de sensor zich heeft aangepast aan een vochtigheidsstijging van 10 % naar 43 % en vijf minuten aan een stijging van 43 % naar 90 %.

**Figuur 24**  
De reactietijd van de H-1 op verandering van de relatieve vochtigheidsgraad



### Principe van de meting

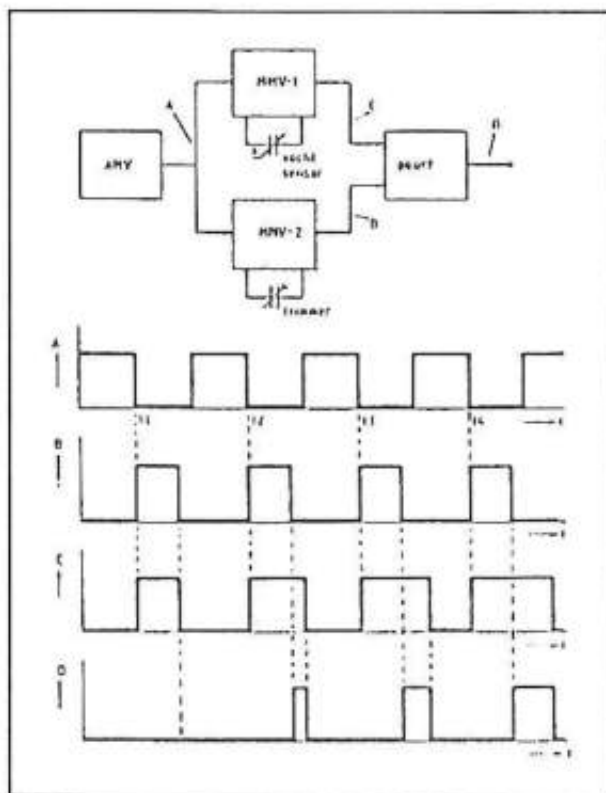
Het grote probleem bij het ontwerpen van een elektronische schakeling rond de sensor van Philips is hoe de relatief kleine capaciteitswijziging tussen 115 en 135 pF kan omgezet worden in een gelijkspanning waarmee men een analoge of digitale indicatie kan aansturen. In de meeste schakelingen wordt gebruik gemaakt van het principe dat in figuur 25 is getekend.

Twee volledig identieke monostabiele multivibratoren MMV-1 en MMV-2 worden getriggerd door een astabiele multivibrator AMV. Bij MMV-1 wordt de pulsbreedte bepaald door de vochtsensor, bij MMV-2 door een condensatortrimmer. Bij iedere triggerpuls A van de AMV leveren de twee monostabiele multivibratoren een uitgangspuls B respectievelijk C af. De breedte van deze pulsen is afhankelijk van de waarde van de condensatoren. Beide uitgangspulsen worden met elkaar vergeleken in een poort.

Deze schakeling levert geen uitgangspuls als de twee MMV-pulsen even breed zijn. Zijn deze echter niet even breed, dan zal de poort een puls D afleveren, waarvan de breedte gelijk is aan het breedteverschil tussen de twee MMV-pulsen B en C. De breedte van de uitgangspulsen D is dus een maat voor de gemeten luchtvochtigheid. De breedte van deze pulsen kan nu door middel van een eenvoudige integrator omgezet worden in een gelijkspanning, waarmee een analoge of digitale uitlezing te sturen is. De schake-

ling kan afgeregeld worden door de trimmer te verdraaien. Daardoor wordt immers de breedte van de B-pulsen aangepast en dus ook het breedteverschil tussen beide pulsen.

**Figuur 25**  
Het blokschema van  
een  
vochtigheidsmeter  
rond de H-1 van  
Philips



#### Het ijken van de sensor H-1

Zoals reeds geschreven vertonen de H-1 sensoren van Philips grote onderlinge spreidingen. Het is dus absoluut noodzakelijk een schakeling die rond een dergelijke sensor ontworpen is te ijken. Nu is dat niet zo eenvoudig, want waar haalt men een referentie vandaan? De ouderwetse mechanische analoge hygrometers die werken met de uitzetting of inkrimping van een paardehaar zijn zeer onnauwkeurig en kunnen gemakkelijk een fout van meer dan 20 % vertonen. De enige echt goede methode om een elektronische vochtigheidsmeter te ijken is gebruik te maken van de zogenoemde "fysische afregeling", die gebruik maakt van enige natuurkundige wetmatigheden.

#### Relatieve vochtigheid

Maar om deze wetmatigheden te begrijpen moet men eerst het begrip "relatieve vochtigheid" fysisch definiëren. Uit het feit dat deze grootheid in procenten wordt uitgedrukt kan men afleiden dat deze grootheid een verhouding aangeeft. De ene vochtigheid wordt met de andere vergeleken, het product wordt in procenten uitgedrukt. De relatieve vochtigheid  $H_{\%}$  wordt gedefinieerd als de verhouding tussen de absolute vochtigheid  $H_{abs}$  en de verzadigingsvochtigheid  $H_{verz}$  van een hoeveelheid lucht. De absolute vochtigheid is de hoeveelheid water, uitgedrukt in kg, die in een kubieke meter lucht aanwezig is:

$$H_{abs} = \text{hoeveelheid water/luchtvolume (kg/m}^3\text{)}$$

De verzadigingsvochtigheid drukt de maximale hoeveelheid water uit die in een kubieke meter lucht aanwezig kan zijn en wordt dus eveneens uitgedrukt in kg/m<sup>3</sup>. Deze grootheid is afhankelijk van de temperatuur en de druk van de lucht. De relatieve vochtigheid wordt dus berekend door de absolute vochtigheid te delen door de verzadigingsvochtigheid:



$$H_{\%} = H_{\text{abs}}/H_{\text{verz}}$$

De fysische afregeling gaat nu uit van het gegeven dat de lucht die zich in een afgesloten ruimte boven een verzadigde oplossing van een chemisch zout bevindt een bepaalde alleen van de temperatuur afhankelijke relatieve vochtigheid heeft. Uiteraard is de relatieve vochtigheid ook afhankelijk van de chemische samenstelling van het zout. In de tabel van figuur 26 is een overzicht gegeven van enige niet al te moeilijk verkrijgbare chemische zouten, hun chemische samenstelling en de relatieve vochtigheid die zij bij verschillende temperaturen opwekken in de lucht boven een verzadigde oplossing.

**Figuur 26**  
Chemische zouten  
met de relatieve  
vochtigheid die zij in  
de lucht boven een  
verzadigde oplossing  
opwekken

ZOUT MET FORMULE	TEMPERATUUR									
	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
	RELATIEVE VOCHTIGHEID IN PROCENT									
Kaliumsulfat $K_2SO_4$	98	98	97	97	97	96	96	96	96	96
Kaliumnitraat $KNO_3$	96	95	94	93	92	91	89	88	85	82
Kaliumchloride $KCl$	83	88	87	86	85	85	84	82	81	80
Ammoniumsulfat $(NH_4)_2SO_4$	82	82	81	81	80	80	80	79	79	78
Natriumchloride $NaCl$	76	76	76	76	75	75	75	75	75	75
Natriumnitriet $NaNO_2$	—	—	—	65	65	63	62	62	59	59
Ammoniumnitraat $NH_4NO_3$	—	73	69	65	62	59	55	53	47	42
Natriumbichromaat $Na_2Cr_2O_7$	59	59	56	55	54	52	51	50	47	—
Magnesiumnitraat $Mg(NO_3)_2$	58	57	56	55	53	52	50	49	46	—
Kaliumkarbonaat $K_2CO_3$	—	47	44	44	43	43	43	42	—	—
Magnesiumchloride $MgCl_2$	34	34	34	33	33	33	32	32	31	30
Kaliumoetaat $CH_3COOK$	—	21	21	22	22	22	21	20	—	—
Lithiumchloride $LiCl$	14	14	13	12	12	12	12	11	11	11

#### Doe-het-zelf methode

Het enige zout dat iedereen heeft is natriumchloride  $NaCl$ , de chemische naam voor keukenzout. De overige chemicaliën kunnen bij de drogist of apotheker betrokken worden. Vervolgens moet men een verzadigde oplossing van een dergelijk zout maken. Men koopt bij de drogist een fles gedestilleerd water, zuiver water waar alle verontreinigingen uit verwijderd zijn. Als dit water op kamertemperatuur is lost men er zoveel van het zout in op tot er op de bodem een laagje onopgelost zout blijft liggen. Tijdens dit proces moet men goed in de vloeistof roeren!

Als de vloeistof weer in rust is moet er op de bodem van de fles een laagje zout zichtbaar zijn.

Vervolgens zoekt men een grote glazen pot, die men kan afsluiten met een metalen deksel. Op de bodem van deze pot wordt een flinke hoeveelheid in de verzadigde oplossing gedompelde watten gelegd. Boven deze watten moet men een soort platformpje maken, bijvoorbeeld door een stukje geperforeerde aluminium plaat U-vormig te verbuigen. Op dit plateau kan men dan de schakeling, waarin de vochtsensor H-1 aanwezig is, elektrisch geïsoleerd opstellen. De voeding wordt door middel van een zo dun mogelijk kabeltje via het metalen deksel naar buiten gevoerd.

Tot slot wordt het deksel op de glazen pot gezet en wel zo dat er absoluut geen lucht van buiten naar binnen kan doordringen. Men moet nu de pot om de vijf minuten even schudden om de luchtcirculatie te bevorderen en de lucht te verzadigen. Na ongeveer een uur kan men aannemen dat de relatieve vochtigheid van de lucht in de pot de waarde die in de tabel gegeven is heeft aangenomen. Meet hierbij de omgevingstemperatuur met een nauwkeurige digitale temperatuurmeter! Men vergelijkt nu de indicatie van de elektronische schakeling met de tabelwaarde. Men haalt het deksel van de pot en verdraait de ijkingcondensator of -potentiometer met een

**niet-metalen** schroevendraaier tot de op de schakeling aangesloten meter de tabelwaarde aangeeft. Werkt men met keukenzout, dan moet men de schakeling dus afregelen op een aangeduide waarde van 76,0 % bij 20 °C.

Maar door het openen van de pot en het afregelen van de schakeling zal de verzadigde lucht in de pot zich uiteraard gemengd hebben met de buitenlucht. Vandaar dat men na deze eerste afregeling de pot weer luchtdicht moet afsluiten en de gehele procedure herhalen. Dit moet zo lang doorgaan totdat de meter in de afgesloten pot een constante uitlezing van (in het voorbeeld met keukenzout) 76,0 % aanduidt. Het afregelen met keukenzout heeft echter als nadeel dat het ijkingspunt van 76 % nogal buiten het normale meetbereik van een hygrometer valt. Het beste kan men dus afregelen met natriumbichromaat dat een ijkingspunt van 55 % oplevert. Wie héél veel vrije tijd ter beschikking heeft kan natuurlijk ook met twee verschillende zouten twee ver uit elkaar gelegen ijkpunten afregelen, bijvoorbeeld 33 % en 85 %. Denk er echter wél aan dat niet alle in de tabel genoemde chemische stoffen even ongevaarlijk zijn als keukenzout!

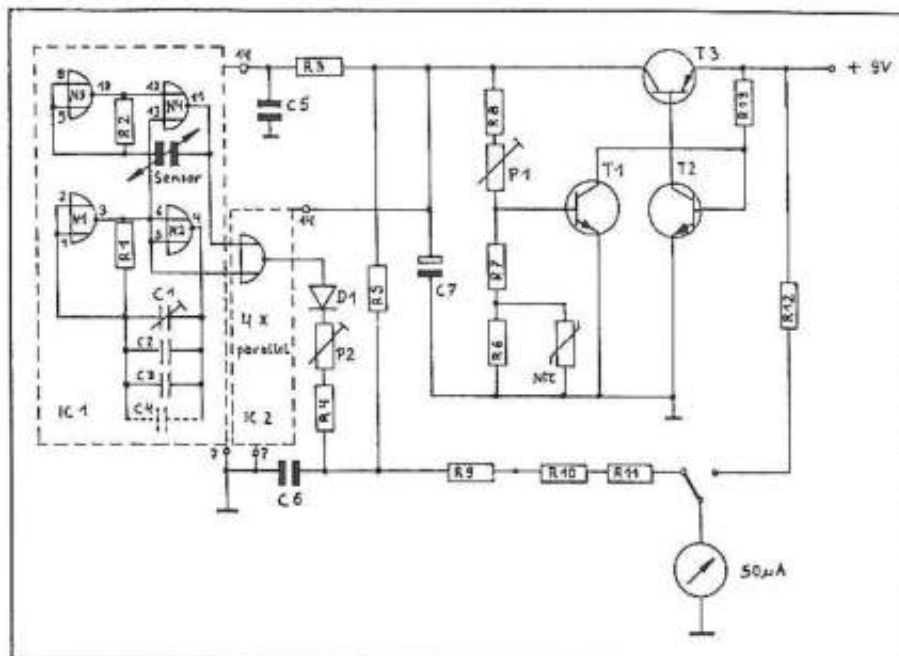
## Voorbeeld schakelingen

### Eenvoudige analoge hygrometer

In figuur 27 is het schema getekend van een zeer eenvoudige analoge hygrometer met een meetbereik van 25 % tot 75 %. De H-1 sensor is opgenomen als frequentiebepalend element in een eenvoudige astabiele multivibrator rond twee poorten van IC1. De twee overige poorten van dit IC vormen een identieke schakeling, waarvan de frequentie bepaald wordt door de condensatoren C1 tot en met C4. De uitgangssignalen van de twee AMV's worden vergeleken door ze aan de ingangen van een NAND-poort aan te leggen. Hiervoor worden de vier poorten uit IC2 parallel geschakeld. De breedte van de uitgangspulsen is een maat voor de relatieve vochtigheid. De schakeling rond de transistoren T1 tot en met T3 vormt een temperatuurscompensatie. De temperatuur wordt gemeten met de NTC. De transistoren passen de voedingspanning van de twee IC's aan de temperatuur aan, zodat ook de grootte van de uitgangsspanning van poort 2 rekening houdt met de temperatuur. Het pulsvormige signaal wordt gelijkgericht met de diode D1 en geïntegreerd door het netwerkje P2, R4 en C6.

De gelijkspanning over de condensator wordt gemeten op de analoge draaispoelmeter van 50  $\mu$ A. Met behulp van de omschakelaar kan men de batterijspanning controleren. In figuur 28 is de onderdelenlijst van de schakeling gegeven. Met de potentiometer P1 wordt de spanning op de collector van transistor T3 afgeregeld op 4,2 V. Nadien wordt de sensor vervangen door een condensator met een nauwkeurige waarde van 118 pF. Deze moet men echt meten met een digitale meter! Met C1 wordt de analoge meter afgeregeld op minimale meteruitslag. Lukt dit niet, dan kan men de gestippeld getekende condensator C4 extra parallel schakelen. Nadien vervangt men de condensator door een soortgenoot met een al even nauwkeurig gemeten waarde van 159 pF. Met P2 regelt men de meter af op volle schaal. Nadien wordt de sensor weer ingesoldeerd en kan de schakeling op de beschreven fysische manier geijkt worden. Het iijken doet men door het verdraaien van de trimmer C1.

**Figuur 27**  
Het schema van een  
zeer eenvoudige  
analoge hygrometer



**Figuur 28**  
De onderdelenlijst  
van het schema van  
figuur 27

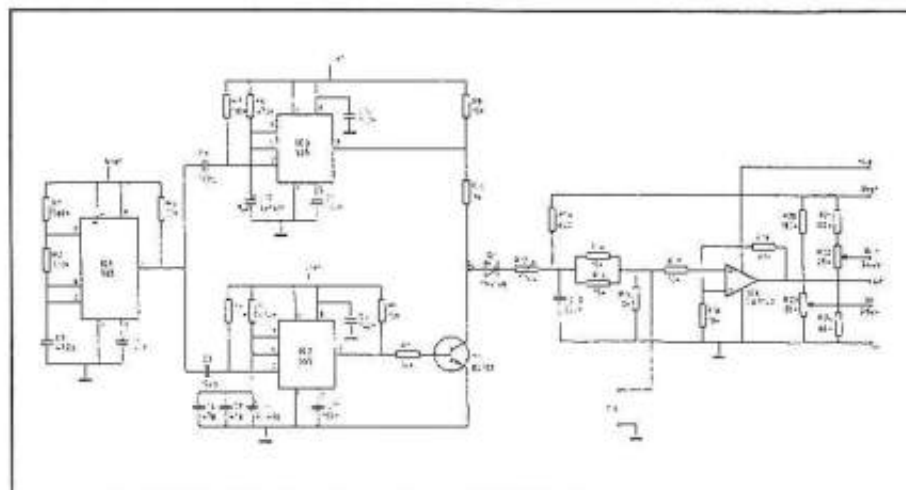
R 1 = 470 k	D 1 = 1 N 4148
R 2 = 470 k	C 1 = Trimmer 7 - 35 pF
R 3 = 150 Ω	C 2 = 47 pF
R 4 = 4,7 k	C 3 = 47 pF
R 5 = 1 M	C 4 = 47 pF
R 6 = 39 k	C 5 = 1 nF
R 7 = 47 k	C 6 = 0,1 µF = 100 nF
R 8 = 470 k	C 7 = 1 µF
R 9 = 1 k	T 1 = BC 238 o. ðhnl.
R 10 = 1,5 k	T 2 = BC 238 o. ðhnl.
R 11 = 18 k	T 3 = BC 309 o. ðhnl.
R 12 = 180 k	NTC = Heiðbleiter 60 k
R 13 = 1 M	IC 1 = CD 4001
P 1 = 250 k	IC 2 = CD 4001
P 2 = 10 k	

### Schakeling voor het sturen van een LED-schaal

In figuur 29 is een schakeling getekend die volgens hetzelfde principe werkt, maar waar iets meer zorg is besteed aan de elektronica. Bovendien kan men met deze schakeling een LED-schaal sturen en heeft men de mogelijkheid de onderste en bovenste grens van het meetbereik in te stellen.

De eerste timer IC1 van het type 555 is geschakeld als astabiele multivibrator, die een frequentie van ongeveer 7 kHz genereert.

**Figuur 29**  
Een hygrometer voor  
het aansturen van  
een LED-schaal

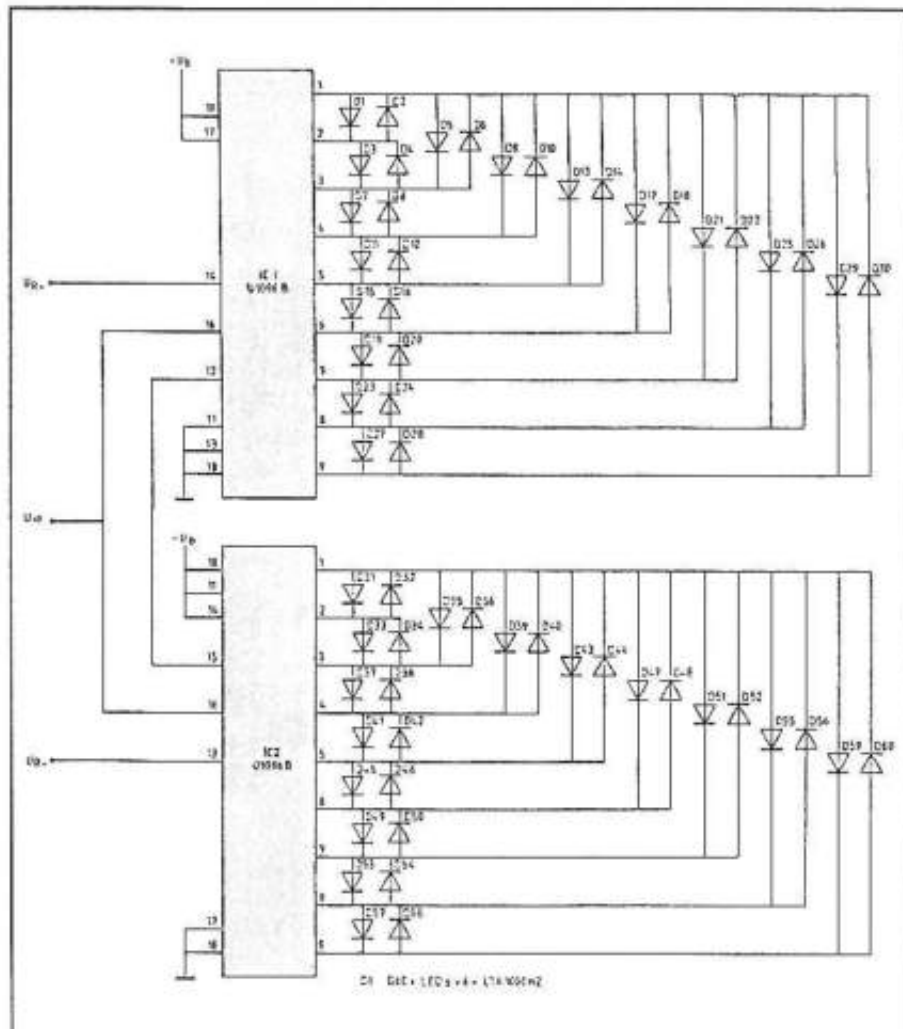




De uitgangsspanning op pen 3 wordt omgezet in smalle pulsjes via de condensatoren C3 en C9. Deze pulsjes triggeren de twee monostabiele multivibratoren IC2 en IC3. De pulsbreedte van IC2 wordt bepaald door de capaciteit van de sensor, die van IC3 door de condensatoren C6, C7 en C8. De twee pulsen worden met elkaar vergeleken in de transistor T1. Deze wordt gevoed door de uitgangspuls van IC2 en in geleiding gestuurd door de uitgangspuls van IC3. Op de collector verschijnt dus alleen een puls als de pulsbreedte van IC2 groter is dan deze van IC3.

De schakeling werkt dus als EXOR en het verschil in pulsbreedte verschijnt op de collector. Via D1, R12 en C13 wordt de pulstrein omgezet in een keurige gelijkspanning die recht evenredig is met de procentuele vochtigheid van de lucht. Over de weerstand R16 kan een digitale paneelmeter met een bereik van 1 V worden aangesloten. De schakeling levert (na afregeling en ijking) een spanning van 0,2 V voor een vochtigheid van 20 % en een spanning van 0,8 V voor een vochtigheid van 80 %. Voor het sturen van een uitlezing met LED thermometerschaal is dit spanningsbereik iets te klein. Vandaar is een extra versterker rond IC4 nageschakeld, met een versterking van 4,3. De meetspanning wordt dus opgepept tot 0,86 V voor 20 % en 3,44 V voor 80 %. De meeste IC's voor het aansturen van een thermometerschaal hebben pennen waarop men de spanningen kan instellen waarbij de onderste en de bovenste LED van de schaal gaan branden. Vandaar dat twee instelpotentiometertjes R22 en R23 aanwezig zijn, waarmee men spanningen van precies 0,86 V en 3,44 V kan instellen.

**Figuur 30**  
Een schema van een  
LED-schaal die  
bestaat uit niet  
minder dan 60 LED's  
en die rechtstreeks  
op de schakeling van  
figuur 29 kan worden  
aangesloten



Deze worden aangeboden aan de twee genoemde pennen van het IC dat de LED-schaal stuurt. De kritische onderdelen van deze schakeling moeten gevoed worden uit een zeer goed gestabiliseerde en temperatuurstabiele spanning van 8 V, aangeduid in het schema met  $U_{ref}$ . Alleen de operationele versterker IC4 kan gevoed worden uit een hogere spanning van +15 V, die niet zo erg goed gestabiliseerd moet zijn.

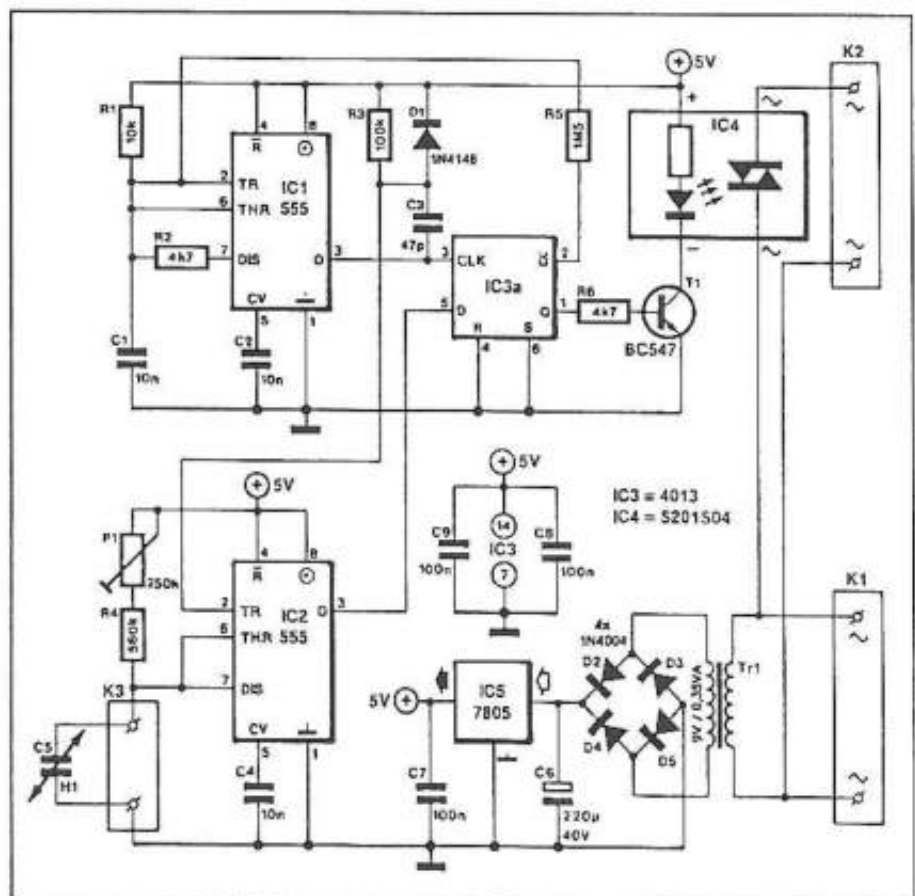
### Een thermometer schaal voor de meter

Voor de volledigheid wordt in figuur 30 een schema geopenbaard van een LED-schaal met niet minder dan 60 LED's! Toch zijn hiervoor maar twee IC's nodig van het type U1096B van Telefunken. De 60 LED's zijn verzameld in zes display's van het type LTA1000-H2, in DIL-20 behuizing ondergebrachte onderdelen die ieder tien afzonderlijk aan te sturen LED's bevatten. De punten  $U_R$  worden verbonden met de gelijknamige punten van het schema van figuur 29.

### Automatische besturing van een ventilator

Met de Elektuur-schakeling van figuur 31 kan men automatisch een afzuigventilator sturen als de vochtigheid van de lucht boven een bepaalde waarde stijgt. Ook nu worden twee timers van het type 555 gebruikt. IC1 werkt als astabiele multivibrator. Deze stuurt de als monostabiele multivibrator geschakelde IC2.

**Figuur 31**  
Een schakeling  
waarmee men  
automatisch een  
ventilator kan laten  
inschakelen als de  
lucht te vochtig wordt  
(bron: Elektuur)



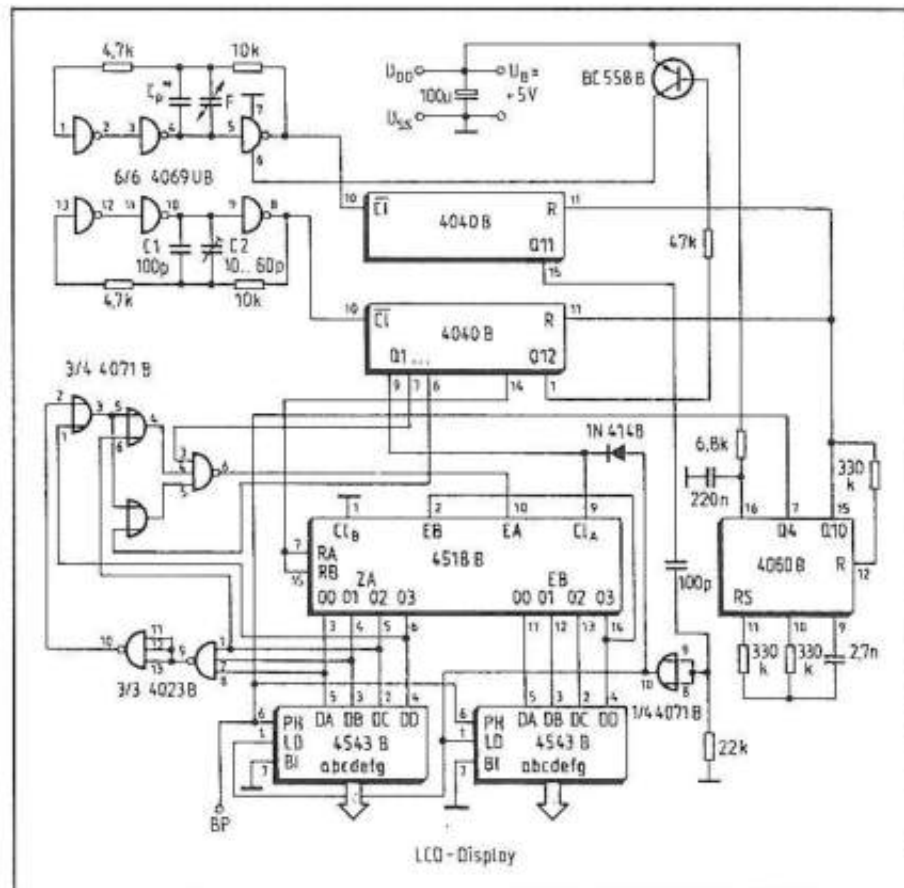
De pulsbreedte op pen 3 is uiteraard weer afhankelijk van de capaciteit van de sensor C5. De twee uitgangspulsen worden aangeboden aan de CLOCK- en D-ingangen van een type-D flip-flop IC3a. Als de puls die uit IC2 komt langer is dan de puls die door IC1 wordt geleverd, zal de flip-flop een hoog signaal op zijn Q-uitgang zetten. Is echter het L-niveau van de puls uit IC1 breder dan de puls van IC2, dan zal de flip-flop een "L" op zijn Q zetten.

De hoge Q-uitgang stuurt de transistor T1 in geleiding. In de collector van die halfgeleider is een optische koppelaar opgenomen met secundair een triac. Deze staat in serie met de netspanning.

Als de transistor T1 gaat geleiden wordt de fotogevoelige triac belicht en zal de netspanning worden doorgeschakeld naar de motor van de op K2 aangesloten ventilator. Uiteraard kan men transistor T1 ook een relais laten schakelen! Bij deze toepassing is het niet noodzakelijk de schakeling op de omslachtige fysische manier af te regelen.

Men zet de schakeling in de ruimte waar de ventilator staat en zet daar ook een mechanische hygrometer. Men sluit de ventilator aan op de schakeling. Als de motor zou gaan draaien dan verdraait men de looper van P1 tot de motor weer afslaat. Men verhoogt de luchtvochtigheid in de ruimte, bijvoorbeeld door een pannetje water aan de kook te brengen en let op de indicatie van de mechanische hygrometer. Als deze de vochtigheidsgraad aanwijst waarop de ventilator moet gaan werken verdraait men de potentiometer P1 tot de ventilatormotor aanslaat. De schakeling heeft een ingebouwde hysteresis, zodat de ventilator blijft draaien tot de luchtvochtigheid behoorlijk gedaald is.

**Figuur 32**  
Het schema van een digitale hygrometer met linearisering van de werking



**Een digitale hygrometer met gelineariseerde schaal**

Tot slot wordt in figuur 32 het schema gegeven van een hygrometer waarmee men de vochtigheid digitaal kan meten. Het bijzondere van deze schakeling is dat het niet-lineaire karakter van de H-1 wordt gecompenseerd. Basis zijn weer twee astabiele multivibratoren die zijn samengesteld met de poorten uit de CD4069UB. De frequentie van de ene poort wordt bepaald door de capaciteit van de sensor H-1, de frequentie van de andere poort door de waarde van de trimmercondensator C2 en de vaste condensator C1. Om



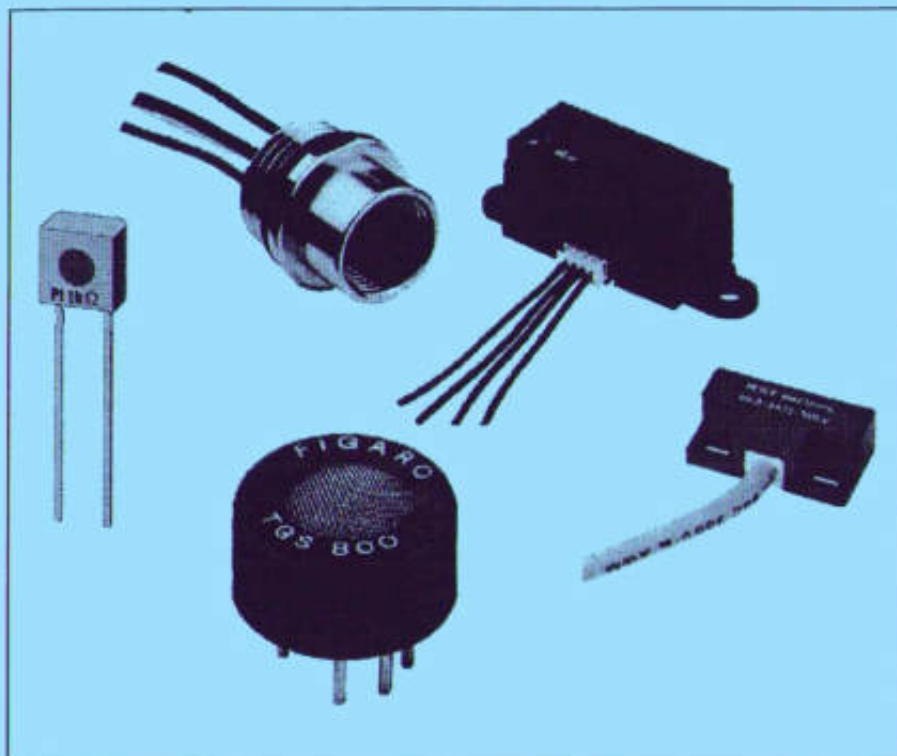
het stroomverbruik van de schakeling te reduceren zijn de oscillatoren niet vrijlopend geschakeld. De voedingsspanning van het IC wordt namelijk via de transistor BC558B maar om de seconde gedurende 5 ms aangevoerd. De oscillatoren werken dan even met een frequentie rond de 100 kHz en dat is voldoende om de vochtigheid digitaal uit te lezen.

De twee astabiele multivibratoren sturen twee identieke binaire tellers aan van het type CD4040B. In deze tellers worden de uitgangspulsen niet alleen verlengd, maar wordt ook een puls gevormd waarvan de breedte evenredig is met het verschil in breedte tussen de beide oscillatorpulsen. De breedte van deze puls is dus weer evenredig met de gemeten vochtigheid. Deze puls wordt gebruikt om de dubbele decimale teller CD4518B open te zetten. Deze teller telt dan de pulsen die door de referentiegenerator rond de CD4060B worden geleverd. De getelde pulsen worden door de CD4518B decimaal geteld en als twee vier bit brede codes naar de twee LCD-drivers CD4543B gevoerd. Deze sturen de zeven segmenten a tot en met g van de zeven-segment indicatoren.

De compensatie van de niet-lineariteit van de karakteristiek van de sensor H-1 gebeurt volledig digitaal. Het meetbereik van 10 % tot 90 % wordt ingedeeld in drie gebieden. De poorten van de IC's CD4071B en CD4023 B beslissen uit de uitgangen van de tweevoudige decimale teller CD4518B in welk gebied van de karakteristiek de sensor werkt. Meet de sensor in het gebied tussen 10 % en 40 %, dan zorgen de poorten ervoor dat de teller CD4518B alle pulsen van de referentiegenerator telt. Stellen de poorten echter vast dat de sensor werkt in het gebied tussen 40 % en 70 %, dan wordt de decimale teller zo gestuurd dat deze slechts drie van de vier binnenkomende pulsen van de referentiegenerator telt. Werkt de sensor in het gebied boven de 70 %, dan wordt de decimale teller zo gestuurd dat deze slechts twee van de vier referentiepulsen telt. Op deze manier wordt op een digitale manier een soort van automatische versterkingsregeling geïntroduceerd.



# Groot elektronische sensoren boek



Deel 4  
Druksensoren





# Werkingsprincipe

## Barometers en hoogtemeters

In de industrie bestaat grote behoefte aan betrouwbare en nauwkeurige druksensoren. De druk is immers voor een heleboel chemische processen een belangrijke factor die het al dan niet succesvol reageren van verschillende stoffen op elkaar bepaalt. Bovendien schuilt in de druk ook een grote onveiligheidsfactor. Per ongeluk te hoog oplopende druk in een reactievat kan tot lekken en in het ergste geval explosies leiden.

Er bestaan dan ook al tientallen jaren zeer betrouwbare mechanische en elektromechanische druksensoren, bestand tegen hoge drukken, hoge temperaturen en corrosieve omgevingen.

## Nu ook elektronisch

Sinds een tiental jaar heeft ook de elektronica bezit genomen van dit terrein. In diverse research-laboratoria is uitgebreid onderzoek gepleegd met het doel het ontwerpen en fabriceren van elektronische druksensoren, die dan wel niet bestand zijn tegen dezelfde extreme omstandigheden als hun mechanische of elektromechanische soortgenoten, maar die minstens even betrouwbaar en nauwkeurig werken. Vooral Philips en Siemens hebben in Europa een heleboel bijgedragen aan dit onderzoek.

Op dit moment leveren beide concerns een aantal elektronische druksensoren, die in eerste instantie bedoeld zijn voor het nauwkeurig meten van de absolute luchtdruk of een druk ten opzichte van de luchtdruk. Deze sensoren zijn relatief goedkoop en zij lenen zich in de doe-het-zelf sfeer uitstekend voor het ontwerpen van elektronische barometers en elektronische hoogtemeters voor gebruik in modelraketten en -vliegtuigen.

## Elektronische weegschalen

Daarnaast heeft het onderzoek naar elektronische druksensoren een grote stimulans gekregen door het op de markt verschijnen van elektronische, digitaal indicerende weegschalen. Iedere zichzelf respecterende middenstander heeft tegenwoordig een elektronische weegschaal in zijn zaak, terwijl bijna ieder gezin wel een elektronische weegschaal in de bad- of slaapkamer heeft staan. Hoewel deze categorie van druksensoren in principe niet anders werkt dan deze bedoeld voor het registreren van de luchtdruk zal in dit hoofdstuk de nadruk liggen op werking, toepassingen en specificaties van sensoren voor het registreren van de luchtdruk.

## Basisprincipe

Het basisprincipe van een elektronische druksensor berust op het zogenaamde piëzoresistieve effect. Men heeft vastgesteld dat in sommige zeldzame metalen en halfgeleiders de mobiliteit en de concentratie van vrije ladingsdragers voor een deel afhankelijk is van de druk die op het materiaal wordt uitgeoefend. Hoe minder vrije ladingsdragers er aanwezig zijn en hoe minder mobiel die zijn, hoe hoger de soortelijke weerstand van het materiaal. Er bestaat dus een bepaald verband tussen de druk die op een plaatje van een dergelijk materiaal wordt uitgeoefend en de weerstand die men tussen de twee aansluitingen van het plaatje kan meten. Dit verschijnsel wordt het piëzoresistieve effect genoemd.

## Atomaire energiedrempels

In halfgeleiders valt dit verschijnsel te verklaren doordat onder verhoogde druk de energiedrempels in de atomen variëren. De druk zorgt er immers voor dat het materiaal een beetje wordt samengedrukt of uitgerekt. De invloed van de druk is dus in feite

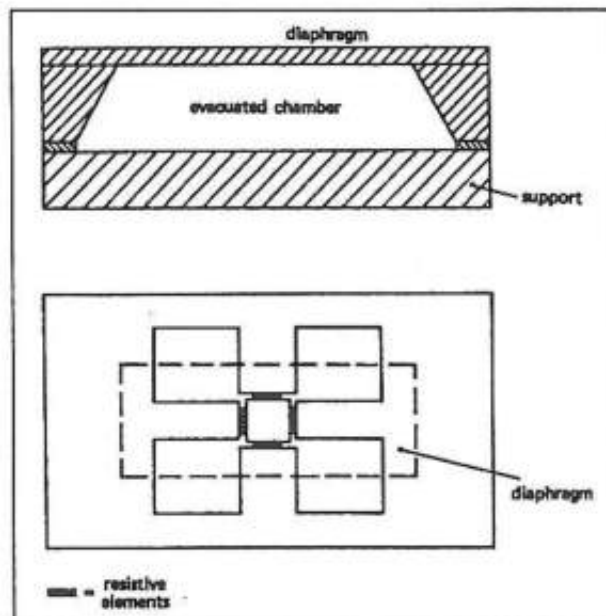
terug te vinden onder de vorm van een minimale afmetingsvariatie van het materiaal. Afhankelijk van het soort halfgeleidermateriaal en de stof waarmee deze halfgeleider verontreinigd werd zal men vaststellen dat de weerstand stijgt of daalt als de druk wordt vergroot.

**De K-factor** De mate van weerstandsverandering in functie van de drukverandering wordt uitgedrukt door de zogenaamde K-factor. Deze wordt gedefinieerd als de relatieve weerstandsverandering  $\Delta R/R$  ten opzichte van de relatieve lengteverandering  $\Delta L/L$ . Bij halfgeleidende materialen treft men drukfactoren aan tussen de 50 en 100, terwijl deze voor zuiver metallische materialen rond de 2 liggen. Het zal dus duidelijk zijn dat men bij voorkeur werkt met halfgeleiders, omdat deze veel gevoeliger zijn!

### De samenstelling van een druksensor

De principiële opbouw van een druksensor is gegeven in figuur 1. Een klein, rechthoekig kamertje, de "evacuated chamber", is aan de onderzijde afgedicht met een starre plaat (support) en aan de bovenzijde met een diafragma.

**Figuur 1**  
De principiële  
samenstelling van  
een elektronische  
druksensor



Dat diafragma bestaat uit een zeer dun plaatje silicium, waarop vier piëzoresistieve halfgeleiders zijn aangebracht. Uit het bovenaanzicht (onder) blijkt hoe deze vier onderdelen op het diafragma zijn geëtst. Het diafragma is zeer dun, zo dun dat men van een membraan kan spreken. Het zal duidelijk zijn dat dit membraan gaat vervormen als er op de bovenzijde een druk wordt uitgeoefend die verschilt van de druk in het kamertje. Als de druk aan de bovenzijde groter is dan deze in de kamer, dan zal het membraan hol gaan staan. Is de druk boven echter kleiner dan de druk in de kamer, dan zal het membraan bol gaan staan. Deze vervormingen van het membraan worden door de speciale constructie van het diafragma overgebracht op de vier piëzoresistieve halfgeleiders. Ook deze gaan dus vervormen, met als logisch gevolg dat hun weerstand toe- of afneemt. Omdat de kamer niet vierkant is, maar rechthoekig, zullen niet alle vier de halfgeleiders even veel vervormd worden. De verbuiging in de lengterichting is immers groter dan in de breedterichting, eenvoudig omdat de kamer veel langer is dan zij breed is. Overigens is het kamertje zeer klein. Bij de

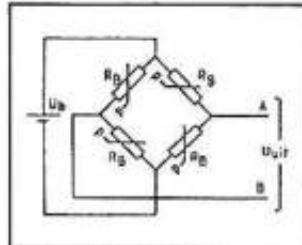


KP100A bijvoorbeeld, een druksensor van Philips, bedragen de afmetingen van het kamertje slechts 1,2 bij 2,4 mm<sup>2</sup>!

### De elektrische schakeling

De vier piëzoresistieve weerstanden zijn elektrisch met elkaar verbonden als brug van Wheatstone, zie figuur 2. De vier piëzoresistieve halfgeleiders zijn in een vierkant geschakeld, net zoals de vier dioden van een bruggelijkrichter. Over één diagonaal van deze brug wordt een voedingsspanning  $U_b$  gezet. Als alle vier de weerstanden even groot zouden zijn, dan zouden er over alle weerstanden even grote spanningen vallen. De twee overige hoekpunten van de brug zouden dan spanningen voeren van precies  $1/2 \cdot U_b$ .

**Figuur 2**  
De elektrische schakeling rond de vier piëzoresistieve weerstanden in de sensor

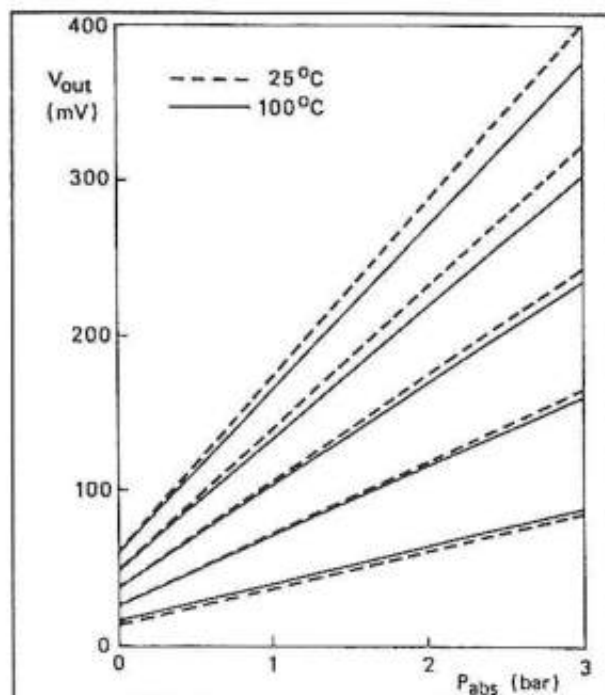


Tussen de tweede diagonaal A-B zou geen spanningsverschil staan. Als echter de weerstanden van waarde verschillen doordat het diafragma vervormd, dan zal aan deze spanningsgelijkheid niet langer meer voldaan worden. Afhankelijk van de verhouding tussen de linker en de rechter weerstanden van de brug zal er tussen de punten A en B een kleine verschilspanning komen te staan. Het is nu deze spanning die de uitgangsspanning van de sensor is en die een maat is voor de grootte van de druk die op het diafragma wordt uitgeoefend.

### De transferkarakteristiek van een druksensor

Het verband tussen de verschilspanning tussen de punten A en B van de brug en de absolute druk die op het diafragma wordt uitgeoefend is getekend in figuur 3. In deze karakteristiek is een grafiekenbundel getekend, die de verschilspanning tussen de punten A en B geeft in functie van de voedingsspanning en de temperatuur van de brug.

**Figuur 3**  
De transferkarakteristiek van een piëzoresistieve druksensor



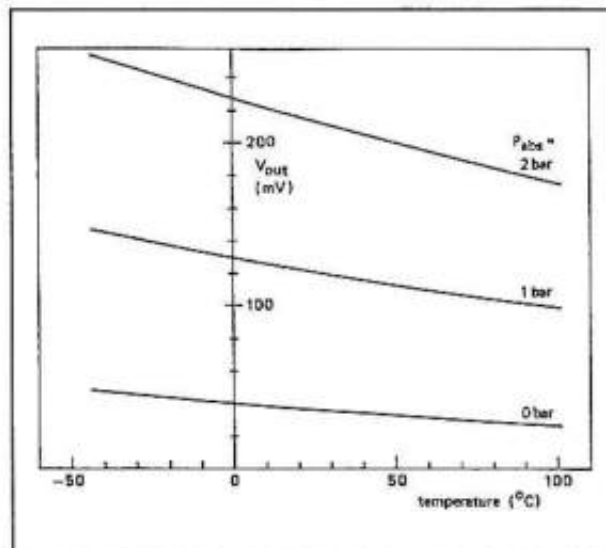
Hoewel het lijkt alsof de sensor vrij gevoelig is met een spanningsbereik tussen 100 mV en 400 mV moet men toch bedenken dat dit geldt voor een drukbereik van 3 Bar. Een en ander komt overeen met een gevoeligheid van 0,3 mV per mB of hPa. De luchtdruk varieert tussen de grenzen 980 hPa en 1040 hPa, zodat een sensor over dit volledige bereik een uitgangsspanningsverschil van slechts 18 mV levert!

### De temperatuurscoëfficiënt

Een tweede belangrijke eigenschap die men uit de grafiek kan afleiden is dat de transferkarakteristiek van de druksensor temperatuursgevoelig is. Dat is natuurlijk niet verwonderlijk. Op de eerste plaats heeft de temperatuur ook een krimpen of uitzetten van de materie tot gevolg, zodat een temperatuursverschil van invloed zal zijn op de vervorming van het diafragma. Op de tweede plaats hebben de piëzoresistieve halfgeleiders natuurlijk ook een temperatuurscoëfficiënt die de brugschakeling beïnvloedt.

Als men de grafieken op een iets andere manier tekent, zodat de invloed van de temperatuur veel duidelijker zichtbaar wordt, dan ontstaat het plaatje van figuur 4.

**Figuur 4**  
De invloed van de temperatuur op de transferkarakteristiek van een piëzoresistieve sensor



Hieruit blijkt zonder meer dat men de temperatuursinvloed op de werking van een sensor niet kan negeren.

### Gecompenseerd

De tot nu toe beschreven sensoren noemt men dan ook ongecompenseerde sensoren. Er zijn tegenwoordig echter ook sensoren in de handel die voorzien zijn van een ingebouwde temperatuurscompensatie.

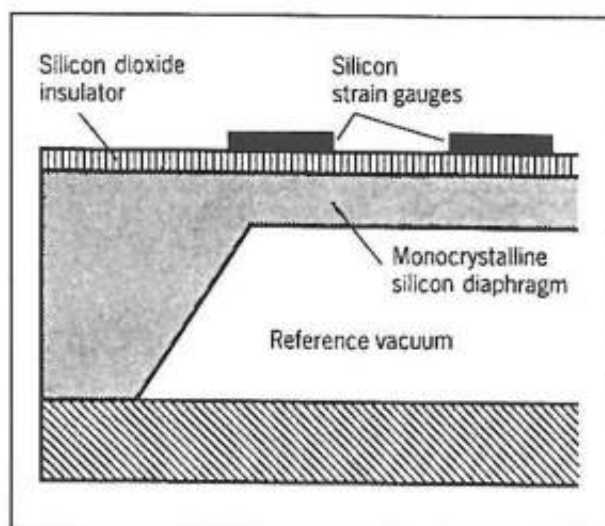
Deze worden in een volgend subhoofdstuk besproken.

### Temperatuurbereik

Het gebruik van silicium als materiaal voor het diafragma en drager voor de piëzoresistieve elementen heeft één groot nadeel. Boven de 100 °C zullen er lekstromen ontstaan tussen de elementen en de silicium drager, waardoor de lineariteit van de sensor afneemt. Dit is een verschijnsel dat sterk toeneemt als de temperatuur boven deze grens stijgt. Om dit probleem op te lossen heeft men een constructie bedacht waarbij tussen het silicium diafragma en de eigenlijke piëzoresistieve elementen een dunne laag siliciumdioxide  $\text{SiO}_2$  wordt aangebracht, zie figuur 5.

Door deze technologie is het mogelijk druksensoren te fabriceren die nog goed werken bij omgevingstemperaturen van 250 °C.

**Figuur 5**  
*Het vergroten van het temperatuurbereik door het isoleren van de piëzoresistieve elementen van het silicium diafragma*



### De hysteresis

Als men de druk op een druksensor langzaam laat stijgen van druk 1 naar druk 2 zal ook de uitgangsspanning stijgen van meetwaarde 1 tot meetwaarde 2. Als men echter nadien de druk weer laat dalen tot druk 1 zal men vaststellen dat de uitgangsspanning niet geheel terug keert naar meetwaarde 1. Dit verschijnsel noemt men de hysteresis van de sensor. Het verschijnsel wordt veroorzaakt door de mechanische eigenschappen van het diafragma dat door de interne starheid moeite heeft om na een verbuiging in de ene richting een even grote verbuiging in de andere richting goed te verwerken.

Datzelfde verschijnsel doet zich trouwens ook voor bij mechanisch werkende barometers. Als men op een mechanische barometer tikt zal men vaststellen dat de naald met een schokje naar een andere waarde springt en daar blijft staan. Helaas is de hysteresis bij een elektronische druksensor niet op te vangen door er even op te tikken! Maar gelukkig is de hysteresis onvergelijkbaar veel kleiner dan deze van een mechanische druksensor. Een waarde van 0,1 % is bij de meeste exemplaren zonder meer haalbaar, hetgeen in de praktijk te verwaarlozen is.

## Praktische uitvoeringsvormen

### Inleiding

Er bestaan twee verschillende soorten druksensoren:

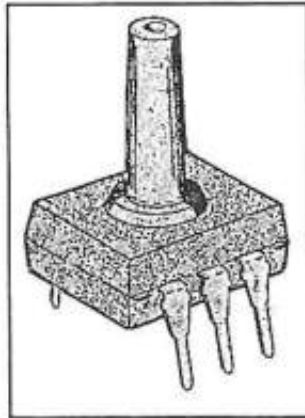
- de absolute of zogenaamd "aneroïde" sensoren, die de absolute waarde van de luchtdruk meten en bruikbaar zijn in barometers en hoogtemeters;
- de referentie sensoren, die de verhouding meten tussen de luchtdruk en de druk van een ander gas en voornamelijk gebruikt worden in de chemische industrie.

### De aneroïde sensoren

Het kleine kamertje onder het diafragma is volledig luchtledig, zodat aan de onderzijde van het membraan een druk 0 heerst. De enige drukinvloed op het membraan is deze van de luchtdruk op de bovenzijde. In principe geven deze sensoren een uitgangsspanning af van 0 V als zij in het volledig luchtledige zouden ondergebracht worden. Dan is immers ook de druk aan de bovenzijde van het membraan 0 en wordt het membraan niet vervormd.

Dergelijke sensoren hebben meestal een vorm zoals getekend in figuur 6.

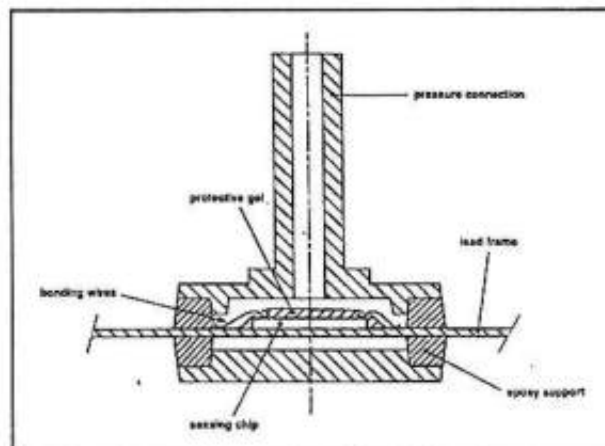
**Figuur 6**  
De uiterlijke vorm van  
een aneroïde  
druksensor



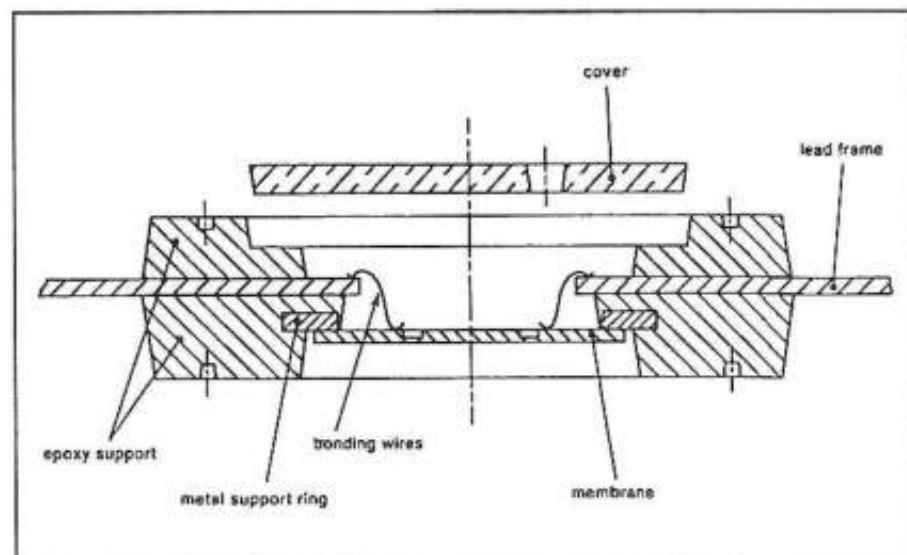
De eigenlijke sensor is aangebracht op een IC-drager, aan de bovenzijde van de behuizing is een klein pijpje aanwezig waarlangs de luchtdruk kan doordringen tot het membraan. Het pijpje zorgt ervoor dat verontreinigingen niet zo gemakkelijk toegang krijgen tot de chip.

In figuur 7 is een doorsnede door zo'n sensor getekend. De eigenlijke sensor, de sensing chip, is aangebracht op het frame dat de aansluitpennetjes van het IC draagt. De piezoresistieve halfgeleiders worden met dunne gouddraadjes verbonden met de aansluitpennetjes. Boven de chip is een beschermende laag aangebracht van een soort gel, dat het gevoelige oppervlak van de chip beschermt tegen stof dat toch in de loop der jaren via het dunne pijpje in het IC valt.

**Figuur 7**  
Een doorsnede door  
een aneroïde  
druksensor



**Figuur 8**  
Doorsnede door een  
referentie-sensor





**De referentie sensor**

Het tweede soort druksensoren werkt met de luchtdruk als referentie. Deze sensoren meten dus een externe druk en vergelijken deze met de heersende luchtdruk. Het zal duidelijk zijn dat nu het membraan niet over een luchtledig kamertje mag worden aangebracht. In de meeste gevallen hebben deze referentie-sensoren een uiterlijk als getekend in figuur 8.

Het membraan met de vier piëzoresistieve elementen is hier aangebracht in een opening in de behuizing. De bovenzijde van de behuizing is afgesloten met een dekseltje, voorzien van een of meerdere openingen. De onderzijde is uiteraard ook open, zodat druk aan weerszijden op het membraan kan inwerken. De te meten druk werkt in op de achterzijde van het membraan, zodat de gevoelige piëzoresistieve elementen niet in contact staan met het gas waarvan men de druk wil meten. De sensorzijde is de kant die blootgesteld wordt aan de omgevingslucht.

Dank zij deze constructie zijn deze sensoren redelijk bestand tegen agressieve media, zodat zij toegepast kunnen worden in benzine-motoren, chemische processen, enzoverder. Om de chemische bestendigheid nog groter te maken wordt er soms op het silicium membraan een dunne laag koper of edelstaal aangebracht.

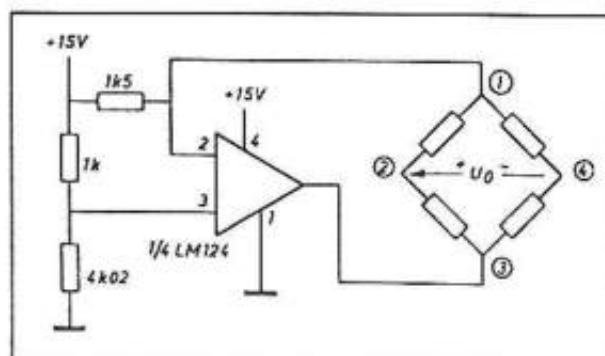
In de meeste gevallen zijn deze sensoren zo uitgevoerd dat zij stevig over een opening kunnen geschroefd worden die is aangebracht in de drukkamer waarin het gas zich bevindt waarvan men de druk wil meten.

## De elektronica rond de sensor

### De voeding van de sensoren

Zoals reeds gezegd moet één diagonaal van de brug van Wheatstone gevoed worden met een gelijkspanning. Vanwege de zeer lage uitgangsspanning van de sensor worden zeer hoge eisen gesteld aan de stabiliteit van deze voeding. Het nadeel van een voeding uit een constante spanningsbron is echter dat de temperatuurscoëfficiënt van de sensor een extra invloed op de uitgangsspanning uitoefent. Doordat de weerstand van de piëzoresistieve elementen groter of kleiner wordt onder de invloed van de temperatuur zullen de twee stromen die door de twee takken van de brug vloeien ook gaan stijgen of dalen. Het gevolg is dat het spanningsverschil over de tweede diagonaal beïnvloed wordt door deze variërende stromen.

**Figuur 9**  
Het voeden van een  
druksensor uit een  
constante stroombron



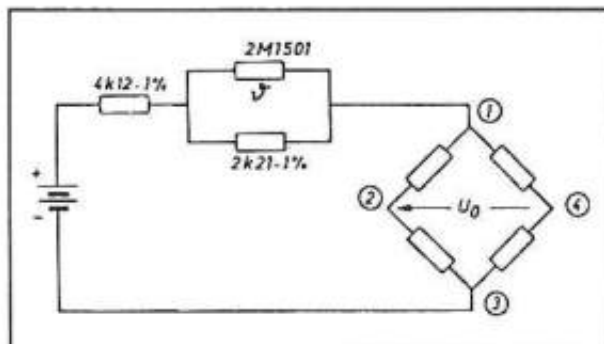
Beter is het de voedingsdiagonaal van de sensor te voeden uit een constante stroombron. Als de weerstanden in waarde gaan variëren heeft dit geen invloed op de stroom, maar wel op de spanning. Op deze manier wordt de invloed van de temperatuurscoëfficiënt

van de elementen kleiner. Het nadeel van deze methode is echter dat de gevoeligheid van de sensor gaat dalen. Men moet dus een compromis zoeken tussen een aanvaardbare temperatuursafhankelijkheid en een aanvaardbare gevoeligheid.

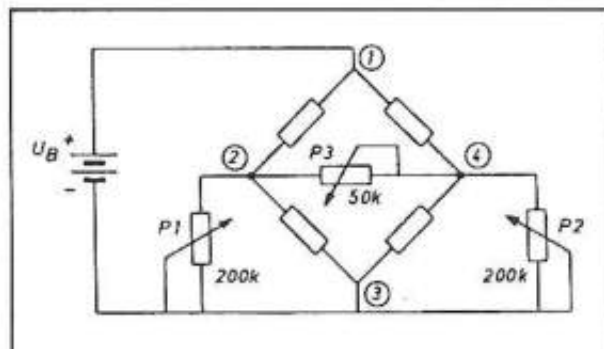
In figuur 9 is het schema getekend van een constante stroombron die men als voeding voor een druksensor kan gebruiken.

De niet-inverterende ingang van de operationele versterker wordt door middel van een spanningsdeler ingesteld op een constante spanning. Tussen de voeding en de uitgang van de operationele versterker is een tweede spanningsdeler opgenomen, samengesteld uit een vaste weerstand en de voedingsdiagonaal van de sensor. De operationele versterker zal streven naar spanningsgelijkheid op de beide ingangen. Omdat de niet-inverterende ingang op een constante spanning staat, zal ook de inverterende ingang op een constante spanning staan. De stroom die uit de voeding via de weerstand van  $1,5\text{ k}\Omega$  naar de inverterende ingang vloeit kan alleen via de sensor afvloeien naar de uitgang. De waarde van deze stroom wordt dus niet bepaald door de waarde van de sensorweerstand, maar door de waarde van de drie weerstanden aan de ingangen van de operationele versterker. Als men daar zeer stabiele metaalfilmweerstandenvoor kiest is men zeker van een van de temperatuur onafhankelijke stroomsturing van de sensor. Door gebruik te maken van speciaal geselecteerde thermistoren kan men toch gebruik maken van een voeding uit een constante spanning. Het schema is getekend in figuur 10.

**Figuur 10**  
Het compenseren  
van de temperatuurs-  
coëfficiënt door  
middel van  
thermistoren



**Figuur 11**  
Het compenseren  
van de offset op de  
uitgangsspanning  
van een aneroïde  
sensor



De temperatuurscoëfficiënt van de thermistoren moet tegengesteld zijn aan deze van de sensor. Eventueel kan men, door de serieweerstand onder de vorm van een instelpotentiometer uit te voeren, kleine afwijkingen afregelen, zodat het systeem kan worden ingesteld op minimale temperatuurscoëfficiënt.

### Compensatie van de offsetspanning

Een aneroïde sensor zou, zoals reeds gezegd, in het absolute luchtledige een uitgangsspanning van  $0\text{ V}$  moeten afleveren. In de praktijk is dit niet het geval, zelfs bij een druk van nul zal het IC toch

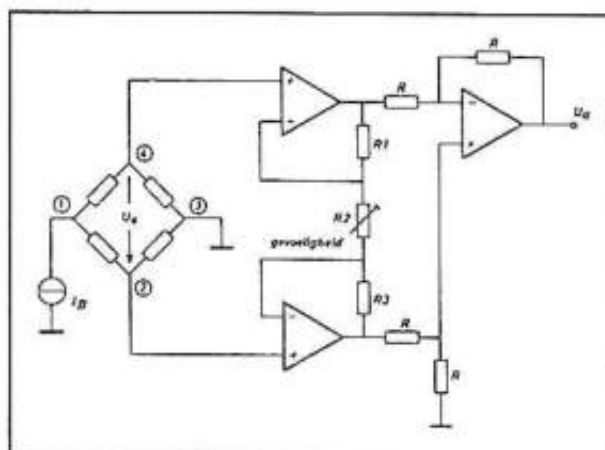
een kleine spanning leveren. Dit wordt de offset genoemd. Hoewel deze omstandigheid in de dagelijkse praktijk natuurlijk nooit zal voorkomen zal men bij zeer nauwkeurige toepassingen de invloed van de offset moeten compenseren. Een bruikbaar schema is getekend in figuur 11. Naar gelang de polariteit van de offsetspanning geschiedt de regeling met een van de potentiometers P1 of P2. De in de uitgangsdiaagonaal opgenomen potentiometer P3 kan gebruikt worden voor het afregelen van de schakeling.

Met dit onderdeel kan men de gevoeligheid van de sensor bijvoorbeeld instellen op 1 mV per hPa, een voorwaarde als men gebruik maakt van een digitale uitlezing.

### Het versterken van de uitgangsspanning

Zoals gezegd levert een piëzoresistieve druksensor een zeer kleine uitgangsspanning af. Zeker bij het meten van de luchtdruk met zijn beperkt bereik is het absoluut noodzakelijk de uitgangsspanning van de sensor behoorlijk te versterken. Men moet werken met een gevoelige verschilversterker, die het verschil berekent tussen de spanningen op de twee hoeken van de uitgangsdiaagonaal en deze kleine verschilspanning versterkt. In de meeste gevallen wordt daarvoor beroep gedaan op een instrumentatie-versterker, waarvan het basisschema is getekend in figuur 12.

**Figuur 12**  
Met behulp van een instrumentatie-versterker wordt het kleine spanningsverschil over de diagonaal van de sensor versterkt



De twee eerste trappen vormen de voorversterker. De twee meetpunten gaan ieder naar een eigen op-amp. De versterking van deze trap wordt bepaald door de verhouding van de weerstanden R3 en R1 ten opzichte van R2. Door het afregelen van deze laatste weerstand kan men de versterking van de trap instellen. Daarmee wordt de gevoeligheid aangepast aan het gebruikte meetinstrument. De derde operationele versterker berekent het spanningsverschil tussen beide uitgangen van de voorgaande operationele versterkers en zorgt er bovendien voor dat deze verschilspanning ten opzichte van de massa kan gemeten worden. Op deze manier kan men de versterkte unipolaire spanning verder verwerken met bijvoorbeeld een digitale paneelmeter die de spanning op een punt ten opzichte van het massapotentiaal meet.

## Gecompenseerde druksensoren

### Inleiding

Zoals reeds geschreven is het grootste nadeel van piëzoresistieve druksensoren dat zij zeer gevoelig zijn voor de bedrijfstemperatuur van het onderdeel. Omdat dit in de praktijk zeer vervelend is heeft

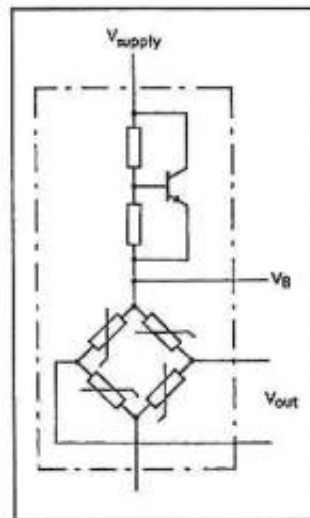
men sensoren ontwikkeld die zijn uitgerust met interne elektronische schakelingen die deze temperatuursafhankelijkheid reduceren. En omdat men dan toch elektronica in de chip aan het integreren is belet niets de fabrikant om naast deze compensatie ook nog eens de instrumentatie-versterker in het IC in te bouwen! Op deze manier ontstaan zeer betrouwbare volledig geïntegreerde meetsystemen die een direct verwerkbaar gelijkspanning afleveren die recht evenredig is met de druk en nauwelijks beïnvloed worden door de temperatuur.

### De gecompenseerde sensor

Uit de grafieken van figuur 4 kan men afleiden dat de gevoeligheid van de schakeling kleiner wordt als de temperatuur stijgt. Op de een of andere manier moet dus deze gevoeligheidsdaling gecompenseerd worden. Dat zou bijvoorbeeld kunnen door de voedingsspanning van de sensor te laten stijgen als de temperatuur stijgt. Hierdoor zal de uitgangsspanning tussen de twee punten van de uitgangsdiaagonaal van de brug gaan stijgen, waardoor de gevoeligheidsdaling gecompenseerd wordt.

Het meest algemene principe dat daarvoor wordt toegepast is geschetst in figuur 13. In serie met de voedingsdiaagonaal van de brug wordt een silicium-transistor opgenomen. De basis-emitter spanning van een silicium transistor is ook heel temperatuursgevoelig. Deze spanning stijgt als de temperatuur stijgt.

**Figuur 13**  
Het basisschema van een gecompenseerde druksensor



De transistor is als zogenaamde " $U_{BE}$ -vermenigvuldiger" geschakeld. Als de temperatuur stijgt zal de basis-emitter spanning gaan stijgen, waardoor de transistor meer gaat geleiden. Hierdoor neemt zijn inwendige weerstand af en zal er minder spanning over de halfgeleider vallen. Omdat de transistor in serie is geschakeld met de sensor betekent dit dat er bij stijgende temperatuur meer voedingsspanning beschikbaar komt voor de sensor.

In de praktijk werkt men niet met één transistor, maar met een stuk of vier. Iedere transistor is ingesteld op een ander werkpunt. Op deze manier slaagt men er in de temperatuurscoëfficiënt van de sensor met minstens een factor tien te laten dalen.

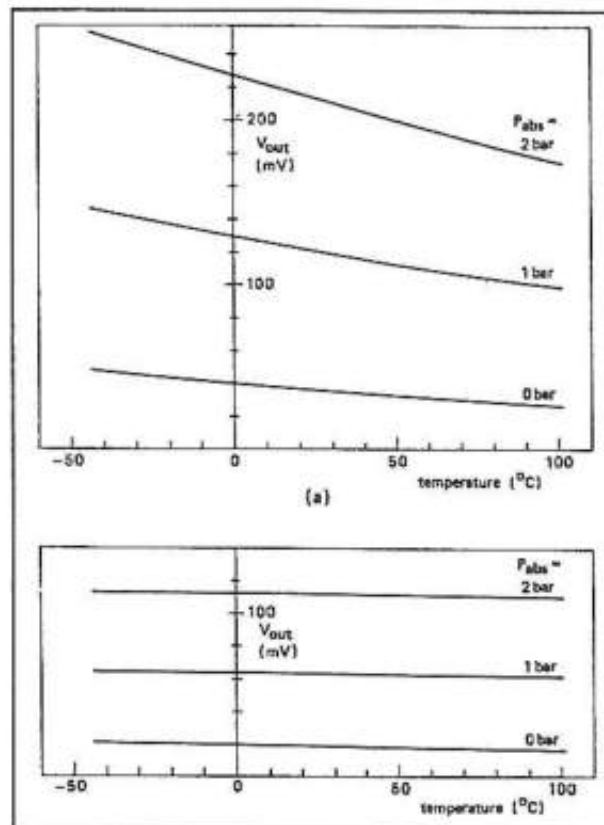
In de grafieken van figuur 14 wordt de temperatuursinvloed op een niet-gecompenseerde (boven) vergeleken met deze op een gecompenseerde sensor (onder).

Het nadeel van de schakeling is dat de gevoeligheid van de sensor ongeveer met de helft gaat dalen bij gelijk blijvende voedingsspanning. Dit is een logisch gevolg van het feit dat de transistoren



moeten ingesteld worden en dat er dus een deel van de beschikbare voedingsspanning niet ter beschikking staat van de sensorbrug.

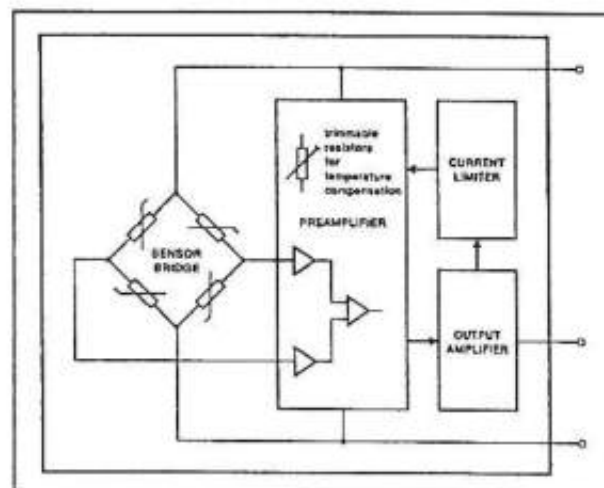
**Figuur 14**  
Vergelijking van de temperatuurscoëfficiënten van een niet-gecompenseerde en van een gecompenseerde sensor



#### De sensor met ingebouwde versterker

Er zijn diverse fabrikanten die druksensoren met geïntegreerde versterkers leveren. Als voorbeeld wordt de KPZ21GE van Philips behandeld. Het interne blokschema van deze sensor is getekend in figuur 15.

**Figuur 15**  
Blok-schema van een typische druksensor met ingebouwde instrumentatie-versterker

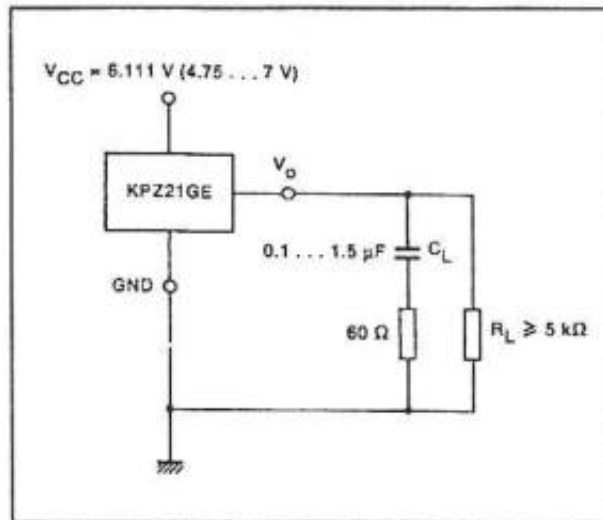


De ingebouwde elektronica zorgt niet alleen voor het versterken en unipolair maken van het sensorsignaal, maar compenseert bovendien de temperatuurscoëfficiënt en de offset van de sensor. Daartoe zijn een aantal trimbare weerstanden op de chip aangebracht, die tijdens de fabricage van de sensor worden afgeregeld op minimale temperatuurscoëfficiënt en offset. De schakeling versterkt het primaire sensorsignaal met een factor tussen de 20 en de 80. De uitgangsversterker is samengesteld uit tien parallel

geschakelde PNP-transistoren, waardoor het uitgangssignaal kan stijgen tot 90 % van de voedingsspanning. Over deze trap valt dus slechts ongeveer 0,5 V!

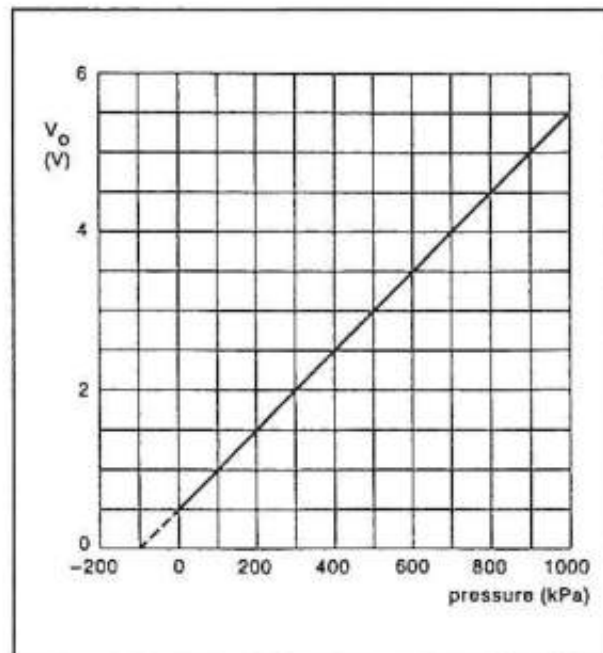
Dat het met dergelijke schakelingen mogelijk is zeer eenvoudige drukmeters te ontwerpen blijkt wel uit het applicatieschema van de KPZ21GE, getekend in figuur 16. De RC-combinatie verhindert dat de schakeling gaat oscilleren.

**Figuur 16**  
Een praktische  
schakeling met een  
sensor met  
ingebouwde  
voorversterker



In figuur 17 is de transferkarakteristiek van deze sensor getekend voor een voedingsspanning van 6,111 V en een meetbereik van 0 tot 1000 kPa.

**Figuur 17**  
De  
transferkarakteristiek  
van de KPZ21GE



## Typebeschrijving

**Opmerking** Er zijn een heleboel druksensoren op de markt die ontwikkeld zijn voor professioneel gebruik in de industrie, in de ruimtevaart en de militaire elektronica. In dit overzicht worden alleen deze sensoren besproken die in de "gewone" elektronica van toepassing kunnen zijn.

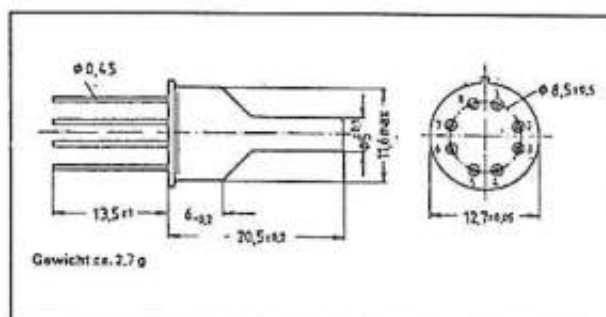
# KPY10

**Beschrijving** Een absolute druksensor van Duits fabrikaat die ook vaak in goedkope digitale kamerbarometers wordt aangetroffen. De sensor is niet temperatuursgecompenseerd en bevat niets meer dan de vier piëzoresistieve elementen.

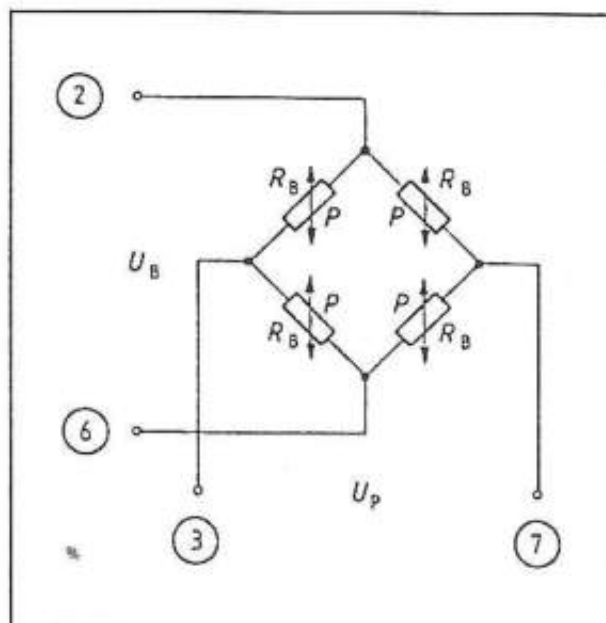
**Technische gegevens**

- fabrikant: Siemens
- behuizing: figuur 18
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 19
- meetbereik: 0 tot 200 kPa
- voedingsspanning: 16 V max.
- bedrijfstemperatuur: -30 tot +125 °C
- drukhysteresis: 0,5 % volle schaal max.
- offset-spanning: +/-0,5 mV/V
- temp. coëf.: -0,2 %/°C
- gevoeligheid: 10 mV/hPa

**Figuur 18**  
Behuizing van de  
KPY10



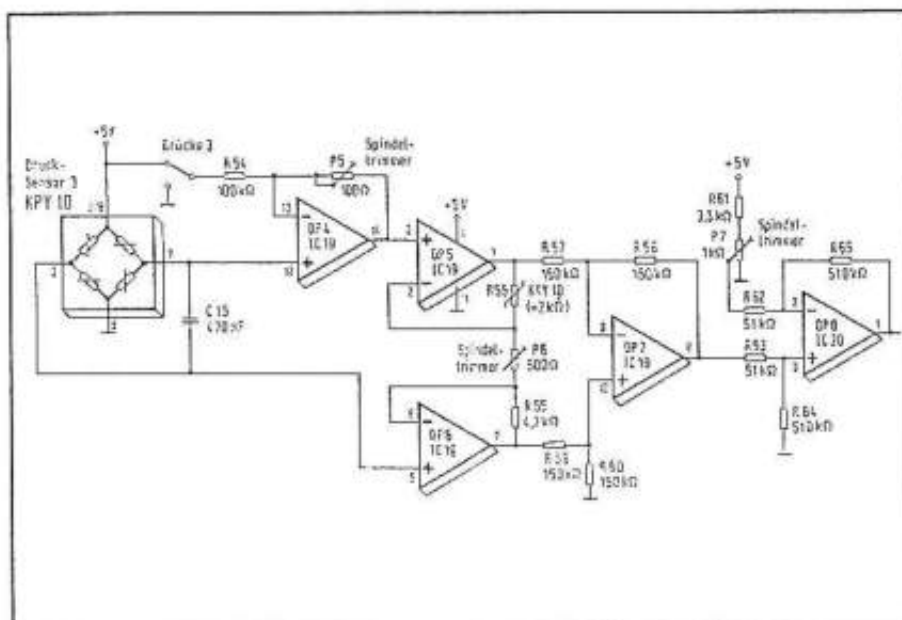
**Figuur 19**  
Aansluitgegevens  
van de KPY10



**Voorbeeldschakeling** In figuur 20 is een analoge barometer rond de KPY10 getekend. Het uitgangssignaal van de sensor wordt afgevlakt met behulp van de condensator C16. De eerste operationele versterker OP4 zorgt voor de compensatie van de gezamenlijke offset's van alle versterkers. De verschilspanning over de sensorbrug wordt versterkt door de instrumentatieversterker die is opgebouwd rond de operationele versterkers OP5 en OP6. Met behulp van de instelpotentiometer P6 kan de schaalfactor van deze versterker ingesteld worden en de schakeling geijkt.

De temperatuurscoëfficiënt van de sensor wordt gecompenseerd door in de versterkingsregeling van deze instrumentatieversterker een temperatuurweerstand R55 op te nemen. Het versterkte signaal moet nu nog gerefereerd worden aan de massa. Hiervoor zorgt op-amp OP7, die als verschilversterker is geschakeld en het verschil tussen de beide uitgangsspanningen van OP5 en OP6 berekent. Op de uitgang van OP7 staat een signaal ten opzichte van de massa dat recht evenredig is met de druk. De schaafactor van de tot nu toe besproken schakeling bedraagt 1 V per 1000 hPa. Omdat het nuttige bereik van deze meter tussen de 850 en de 1099 hPa ligt, moet van de uitgangsspanning van OP7 nog een spanning van precies 850 mV afgetrokken worden. Dat gebeurt met de verschilversterker OP8. Deze versterker zal het verschil bovendien nog eens tien keer versterken. Op de uitgang van de schakeling staat een spanning van 0 V voor een luchtdruk van 850 hPa en een spanning van 2,49 V voor een luchtdruk van 1099 hPa.

**Figuur 20**  
Analoge barometer  
met een KPY10



## KPZ20G

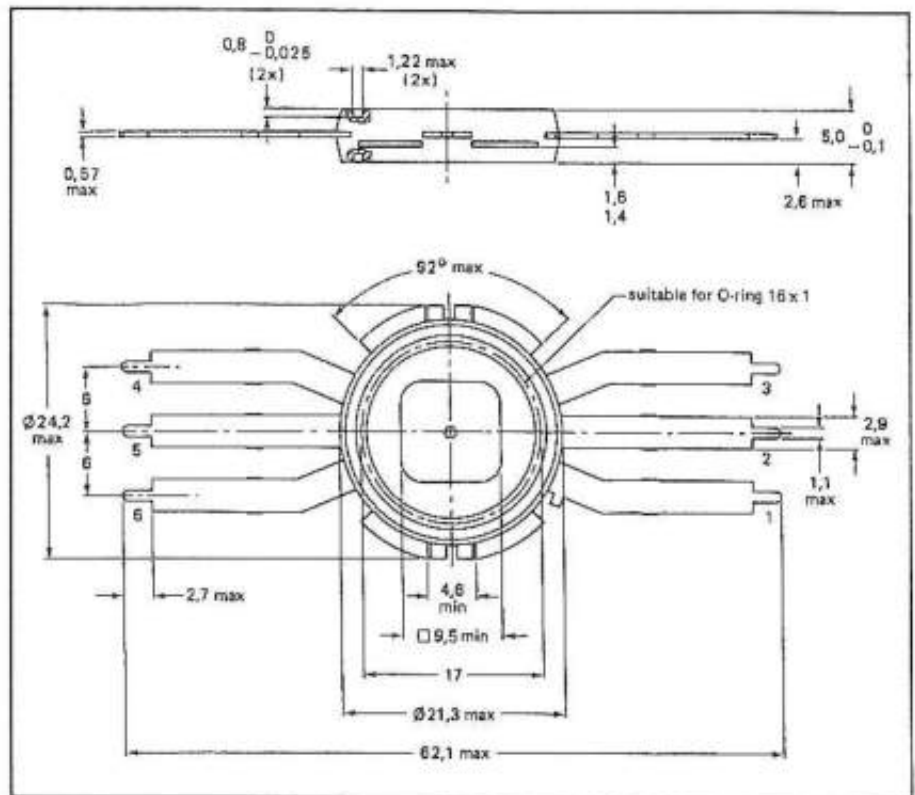
**Beschrijving** Ongecompenseerde sensor van Philips ontworpen voor het meten van relatieve drukken ten opzichte van de atmosfeer. Het diafragma is voorzien van een opgedampte koperlaag, waardoor de sensor beter bestand is tegen industriële gassen en vloeistoffen. De behuizing is voorzien van een rubber O-ring in een groef, zodat de sensor gasdicht tegen de wand van een reactievat geschroefd kan worden.

## Technische gegevens

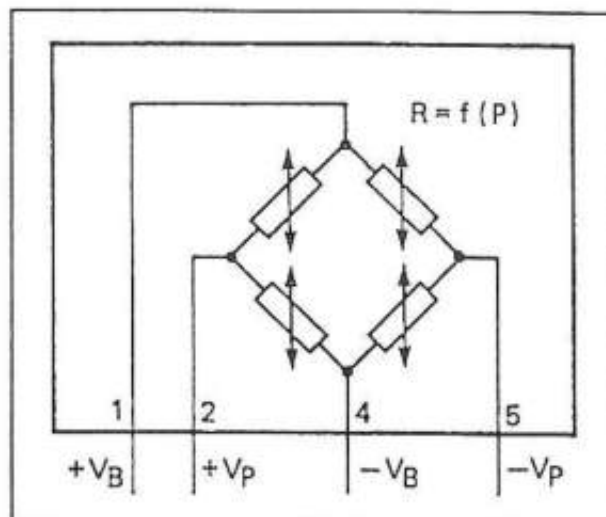
- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 21
- aansluitgegevens: figuur 22
- meetbereik: -100 tot +200 kPa
- maximale druk: 500 kPa
- voedingsspanning: 7,5 V typisch, 16 V max.
- bedrijfstemperatuur: -40 tot +125 °C
- brugweerstand: 2,0 kΩ +/-1,0 kΩ



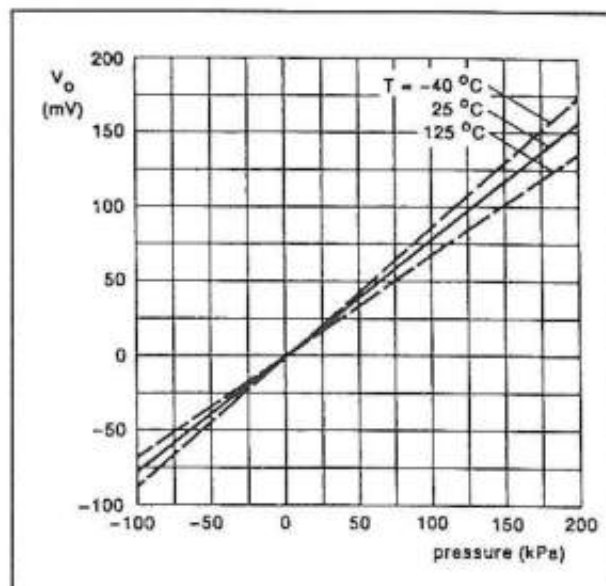
**Figuur 21**  
Behuizing van de  
KPZ20G



**Figuur 22**  
Intern schema van de  
KPZ20G



**Figuur 23**  
Gevoeligheid van de  
KPZ20G

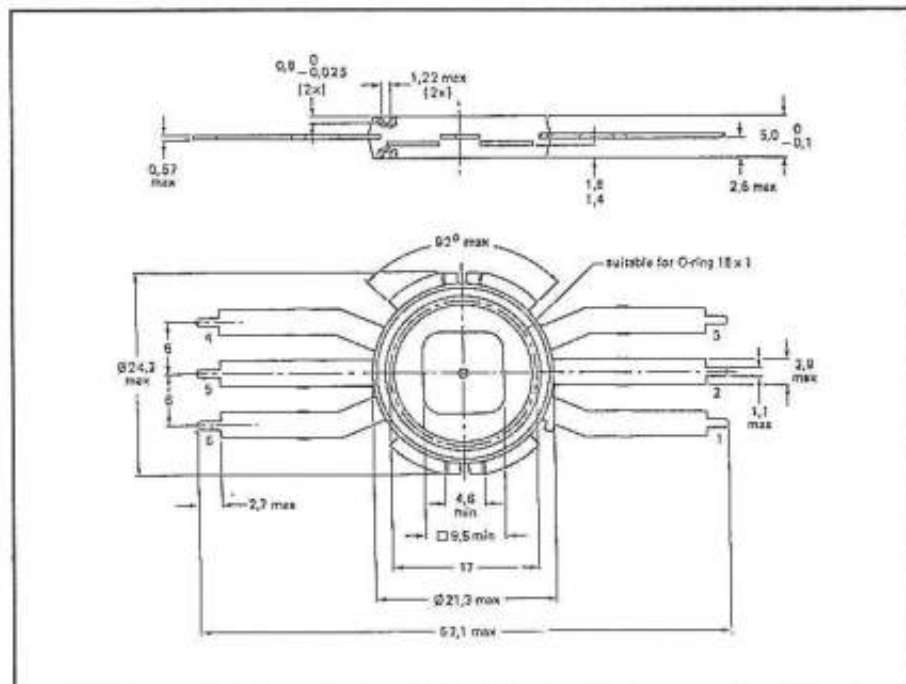


- drukhysteresis: 0,2 % volle schaal max.
- offsetspanning:  $\pm 5,0$  mV/V
- temp. coëf.:  $-0,15$  %/°K
- gevoeligheid: figuur 23
- resonantiefrequentie diafragma: 5 kHz
- lineariteit:  $\pm 0,5$  % volle schaal

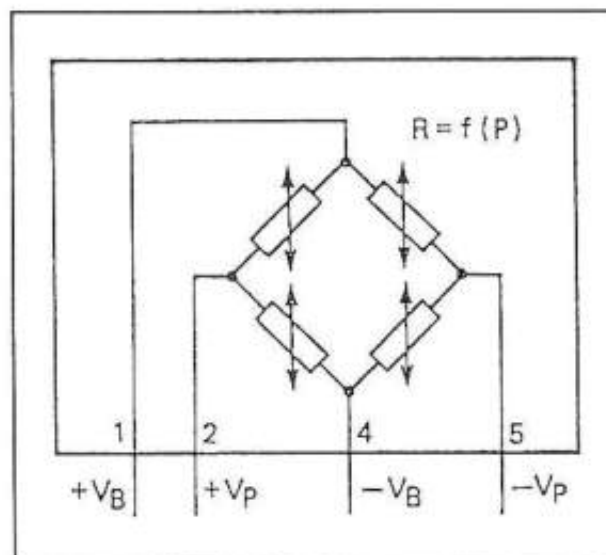
## KPZ21G

**Beschrijving** Ongecompenseerde sensor van Philips ontworpen voor het meten van relatieve drukken in een groot meetbereik ten opzichte van de atmosfeer. Het diafragma is voorzien van een opgedampte koperlaag, waardoor de sensor beter bestand is tegen industriële gassen en vloeistoffen. De behuizing is voorzien van een rubber O-ring in een groef, zodat de sensor gasdicht tegen de wand van een reactievat geschroefd kan worden.

**Figuur 24**  
Behuizing van de  
KPZ21G



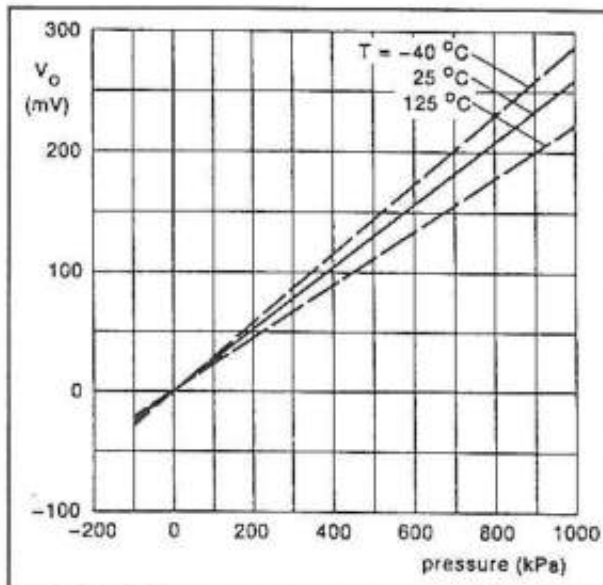
**Figuur 25**  
Intern schema van de  
KPZ21G



**Technische gegevens**

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 24
- aansluitgegevens: figuur 25
- meetbereik: -100 tot +1000 kPa
- max. druk: 2000 kPa
- voedingsspanning: 7,5 V typisch, 16,0 V max.
- bedrijfstemperatuur: -40 tot +125 °C
- brugweerstand: 2,0 kΩ +/- 1,0 kΩ
- drukhysteresis: 0,2 % volle schaal max.
- offsetspanning: +/- 5,0 mV/V
- temp. coëf.: -0,15 %/°K
- gevoeligheid: figuur 26
- resonantiefrequentie diafragma: 5 kHz
- lineariteit: +/- 0,3 % volle schaal

**Figuur 26**  
Gevoeligheid van de  
KPZ21G



## KPZ20GE

**Beschrijving**

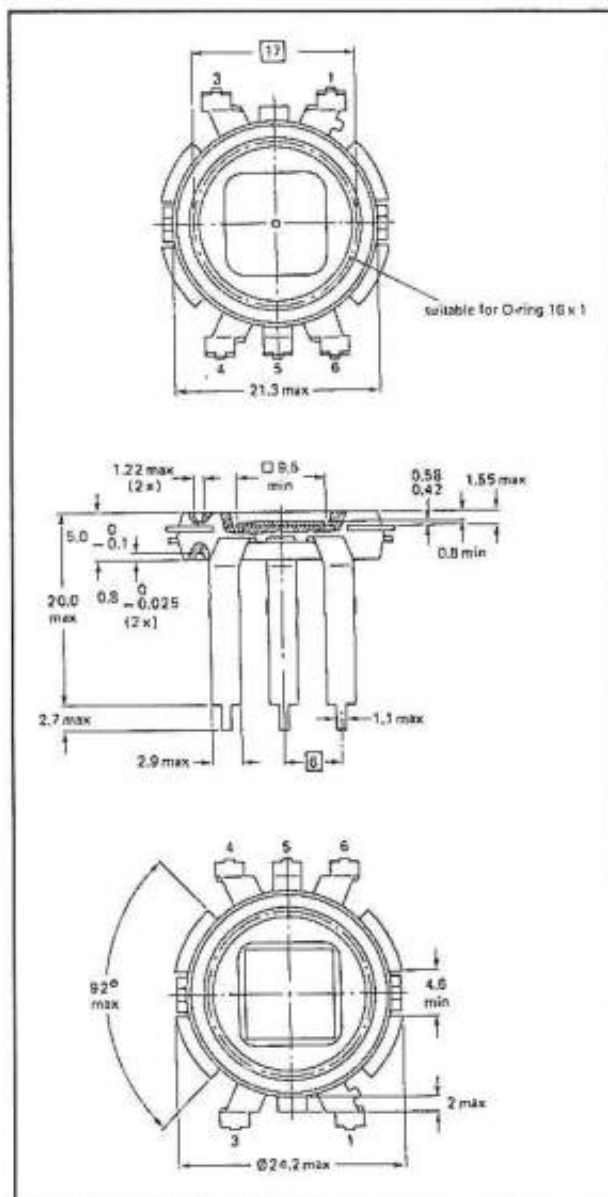
Dit is een sensor met ingebouwde instrumentatie-versterker en temperatuurscompensatie voor het meten van relatieve drukken. Ook hier wordt een verkoperd diafragma toegepast en kan de behuizing met behulp van een rubber ring tegen een opening in een vat worden geschroefd. De eigenlijke elementen van de sensor zijn beschermd door een laagje gel. De sensor is ontwikkeld voor het meten van drukken van industriële vloeistoffen en gassen en eist een minimaal aantal externe componenten.

**Technische gegevens**

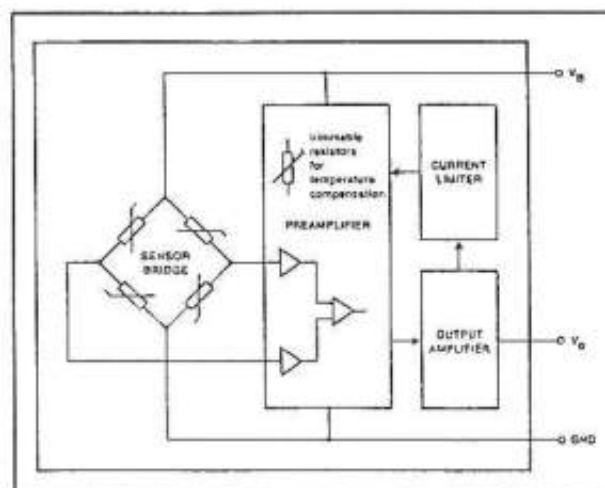
- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 27
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 28
- meetbereik: -100 tot +1000 kPa
- maximale druk: 3000 kPa
- voedingsspanning: 6,111 V typisch, 8,0 V max.
- voedingsstroom: 8 mA
- bedrijfstemperatuur: -40 tot +120 °C
- drukhysteresis: 0,5 % volle schaal max.
- offsetspanning: 0,500 V max.
- gevoeligheid: figuur 29

- resonantiefrequentie diafragma: 5 kHz
- lineariteit:  $\pm 0,5\%$  volle schaal
- kortsluitstroom: 7,0 mA
- minimale belastingsweerstand: 5 k $\Omega$
- maximale belastingscapaciteit: 1,5  $\mu\text{F}$  met 60  $\Omega$  in serie
- reactietijd voor volle schaal: 10 ms

**Figuur 27**  
Behuizing van de  
KPZ20GE

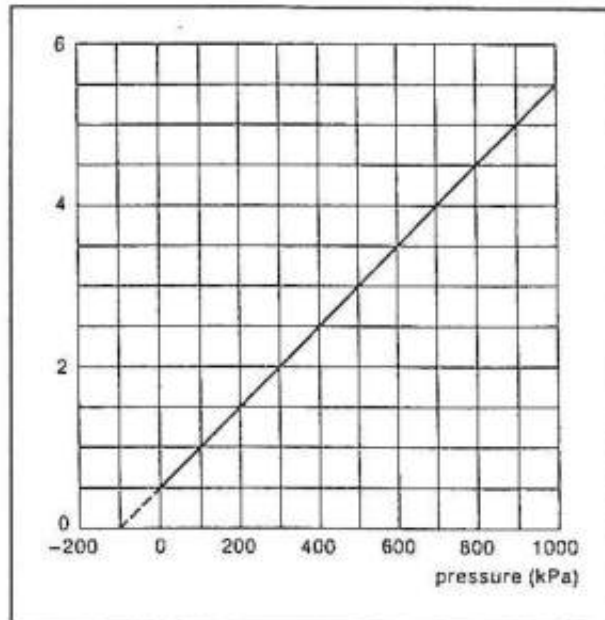


**Figuur 28**  
Het intern schema  
van de KPZ20GE



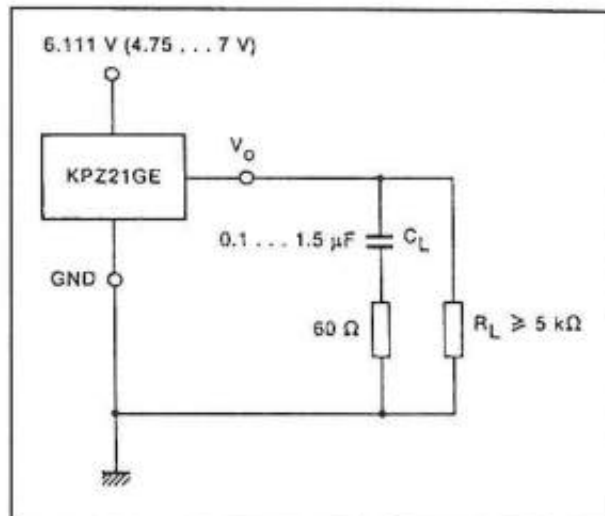


**Figuur 29**  
Gevoeligheid van de  
KPZ20GE



**Voorbeeldschakeling** Hoe eenvoudig de KPZ21GE is de praktijk toe te passen is blijkt wel uit figuur 30.

**Figuur 30**  
Voorbeeldschakeling  
rond een KPZ21GE



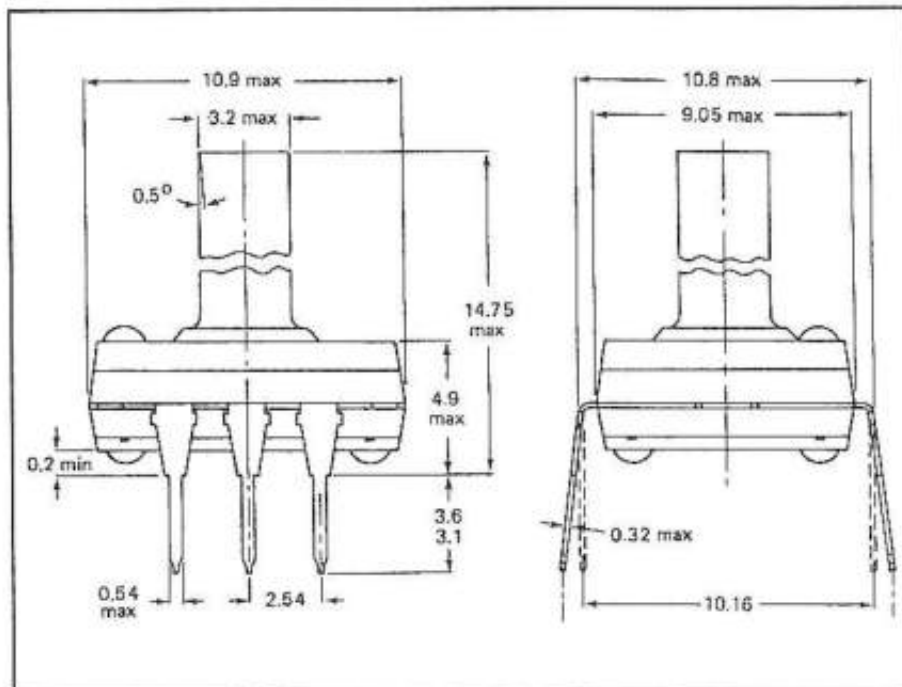
## KP100A

**Beschrijving** Dit is een goedkope druksensor van Philips, die vaak gebruikt wordt in digitale kamerbarometers en eenvoudige hoogtemeters voor amateur vliegtuigtoepassingen. De sensor bestaat uit een vacuüm gezogen siliciumcel, aangesloten op een transistorarray voor de temperatuurscompensatie.

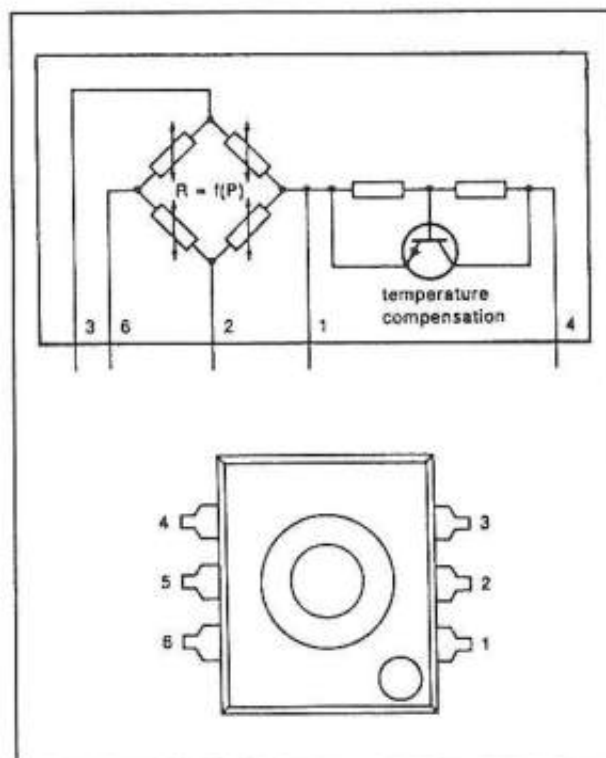
- Technische gegevens**
- fabrikant: Philips
  - behuizing: figuur 31
  - aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 32
  - meetbereik: 0 tot +200 kPa
  - maximale druk: 400 kPa
  - voedingsspanning: 7,5 V typisch, 12,0 V max.
  - bedrijfstemperatuur: -40 tot +125 °C
  - drukhysteresis: 0,1 % volle schaal max.
  - offsetspanning: +/-37,5 mV max.

- gevoeligheid: ongecompenseerd: figuur 33, gecompenseerd: figuur 34
- lineariteit:  $\pm 0,5\%$  volle schaal
- brugweerstand:  $1800 \pm 400 \Omega$
- temperatuurscoëfficiënten: offset:  $\pm 0,05\%/^{\circ}\text{C}$ , gevoeligheid ongecompenseerd:  $-0,22\%/^{\circ}\text{C}$ , gevoeligheid gecompenseerd:  $0,5\%$

**Figuur 31**  
Behuizing van de  
KP100A

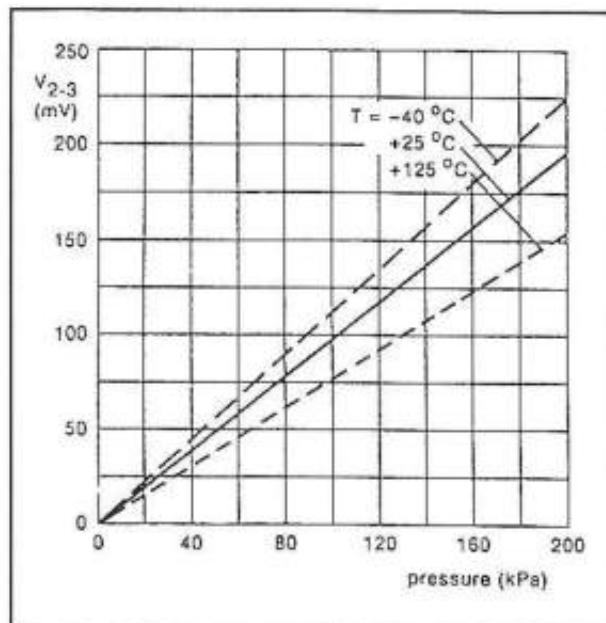


**Figuur 32**  
Het interne schema  
en de  
aansluitgegevens  
van de KP100A

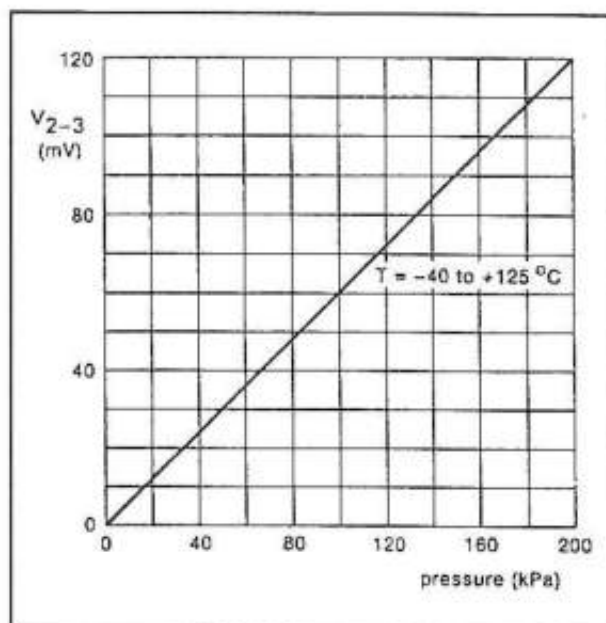


**Standaard schema** Figuur 35 geeft het standaard schema van de KP100A als men de sensor zonder de interne compensatie wil gebruiken. De voedingspanning van 7,5 V wordt over de ene diagonaal van de brug aangesloten, de drukgevoelige verschilspanning staat ter beschikking tussen de pennen 2 en 3.

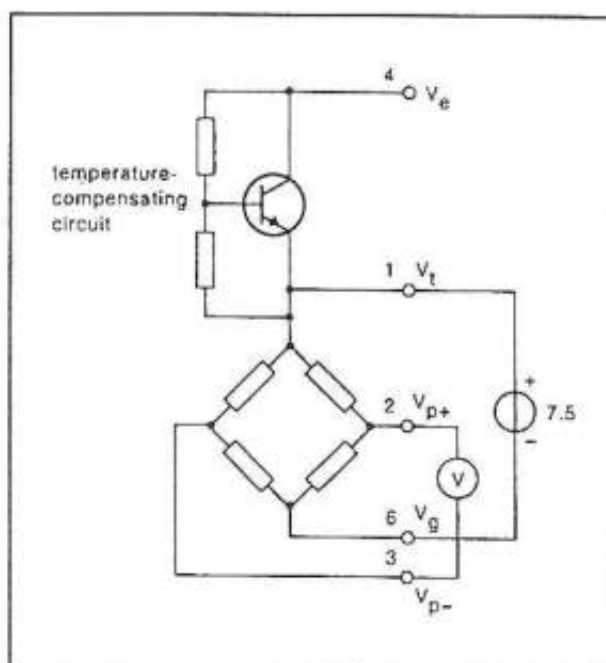
**Figuur 33**  
Gevoeligheid van de  
KP100A zonder  
compensatie



**Figuur 34**  
Gevoeligheid van de  
KP100A met  
compensatie



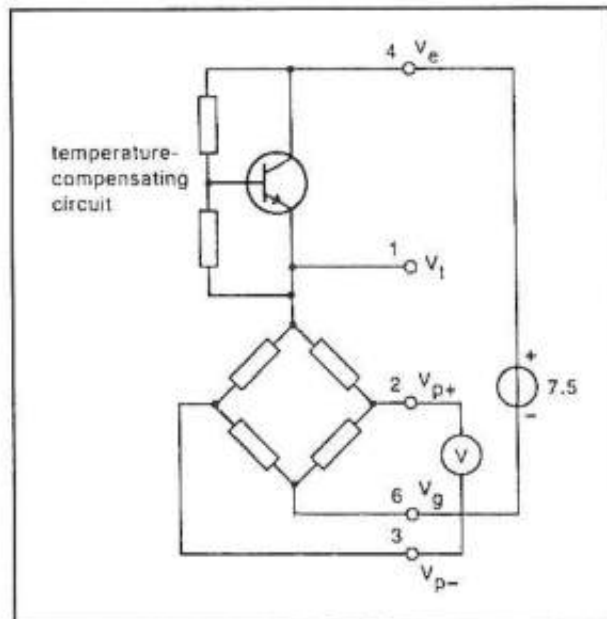
**Figuur 35**  
Standaard schema  
als men geen gebruik  
wenst te maken van  
de interne  
compensatie



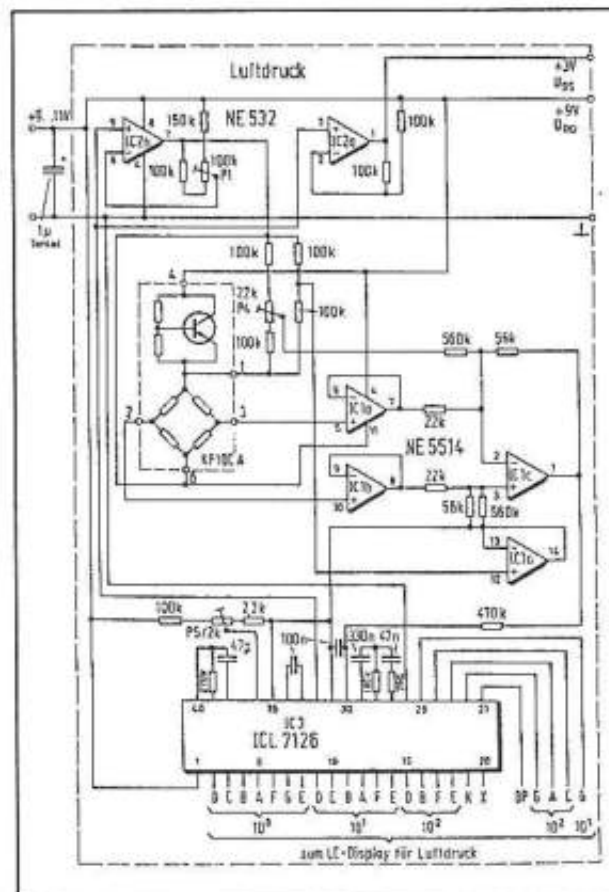
### Schema mét compensatie

Het standaard schema voor gebruik mét interne compensatie is getekend in figuur 36. Nu wordt de voedingsspanning van 7,5 V aangesloten tussen de onderkant van de brug en de compensatie transistoren. De uitgangsspanning staat weer ter beschikking tussen de pennen 2 en 3.

**Figuur 36**  
Standaard schema  
rond de  
gecompenseerde  
KP100A



**Figuur 37**  
Digitale barometer  
met een PK100A



### Digitale barometer

Figuur 37 geeft het schema van een eenvoudige schakeling van een digitale barometer. Het symmetrische uitgangssignaal van de sensor wordt in de versterkers IC1a, b en c versterkt en omgezet in een asymmetrisch signaal ten opzichte van de massa. IC1d dient voor het compenseren van de offsetspanning. De gecorrigeerde

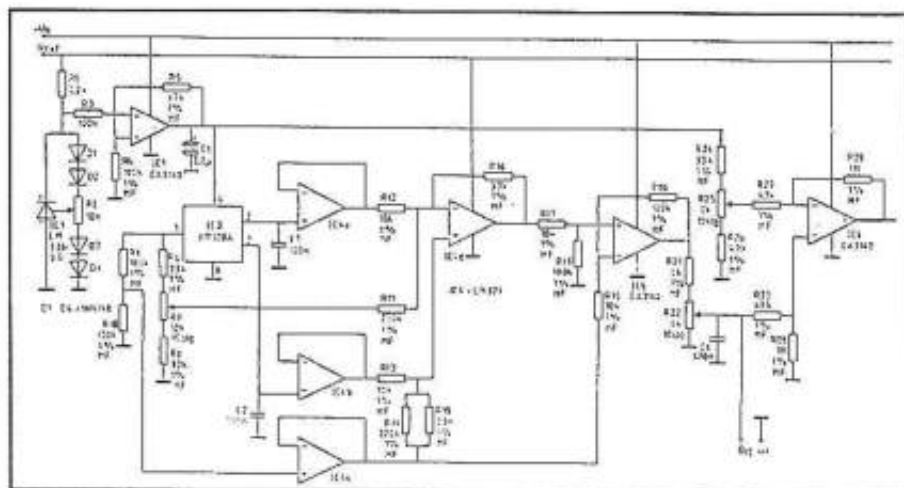


en versterkte uitgangsspanning gaat naar de analoge ingang van een ADC van het type 7126. De voedingsspanning voor de sensor en voor de operationele versterker wordt afgeleid uit de temperatuursgecompenseerde interne referentiespanning van de ADC. Daarvoor zorgen de twee operationele versterkers IC2a en b. Met P1 wordt de voedingsspanning voor de sensor afgeregeld op 6 V. Met P5 kan de schakeling geijkt worden op een atmosferische druk van 1000 hPa. P4 dient voor de compensatie van de offset. Op de een of andere manier moet de druksensor vacuüm gezogen worden. Nadien kan men met deze instelpotentiometer de uitlezing op het display afregelen op 0000.

### Zeer nauwkeurige barometer

In figuur 38 is een zeer nauwkeurige barometer getekend met uitgangen voor digitale en analoge uitleesinstrumenten. Dit schema werd in opdracht van Uitgeverij De Muiderkring B.V. te Weesp ontwikkeld door Vego VOF uit Landgraaf en werd gepubliceerd in het maandblad Radio Bulletin. Copyright berust bij genoemde bedrijven. Uit een referentiespanning  $U_{ref}$  van +8 V wordt door middel van de referentiediode IC1 een uiterst stabiele spanning van +5 V afgeleid. Deze spanning heeft een maximale temperatuurscoëfficiënt van 4 mV tussen 0 en +70 °C. Deze spanning wordt versterkt door de schakeling rond de operationele versterker IC1. Met behulp van de instelpotentiometer R2 kan de uitgangsspanning van dit IC op precies +7,5 V afgeregeld worden.

**Figuur 38**  
Een zeer nauwkeurige barometer met analoge en digitale uitgangen



De druksensor IC3 wordt uit deze spanning gevoed. Drie spanningen die door de sensor geleverd worden, namelijk de drukgevoelige spanningen op de pennen 2 en 3 en de halve brugspanning afgeleid van pen 1, worden door middel van de buffers IC4a, b en c gebufferd. Op pen 1 staat immers de spanning die over de sensorbrug staat, deze spanning wordt tot de helft gereduceerd door middel van de 1 % deler R9 en R10. De operationele versterker IC4d vormt de verschilversterker, die het verschil berekent tussen de spanningen op de pennen 2 en 3 van de sensor. Deze versterker is traditioneel opgebouwd en wordt ingesteld met de weerstanden R12, R13, R15 en R16. De weerstand R15 gaat echter niet naar de massa, zoals gebruikelijk bij dit soort verschilversterkers, maar naar de halve brugspanning op de uitgang van IC4c. De versterker berekent dus het spanningsverschil ten opzichte van de halve brugspanning. Door middel van de spanningsdeler R6, R7 en R8 wordt uit de brugspanning van de sensor een spanning afgeleid die via de weerstand R11 aan de bovenste

ingang van de verschilversterker wordt aangelegd. Met deze instelling wordt de offset van de sensor gecompenseerd. Om beide ingangen van de verschilversterker symmetrisch te belasten wordt tussen de tweede ingang en de halve brugspanning een identieke weerstand R14 opgenomen. Op de uitgang van IC4d staat een drukafhankelijke spanning, gerefereerd naar de halve brugspanning. In een tweede verschilversterker IC5 worden beide spanningen van elkaar afgetrokken, zodat op de uitgang van deze operationele versterker een drukgevoelige spanning staat die gerefereerd is naar de massa. Bij een gemiddelde luchtdruk van 1000 hPa staat op de uitgang van IC5 een spanning van ongeveer 2,5 V. Deze spanning wordt via de spanningsdeler R21/R22 verzwakt, zodat met R22 de maximale schaalwaarde is te ijken. De instelpotentiometers R7 en R22 moeten zo afgeregeld worden dat op de loper van R22 spanningen staan van 0,960 V bij een luchtdruk van 960 hPa (R7) en 1,078 V bij een luchtdruk van 1078 hPa. De loper van R22 staat ter beschikking voor een hoogohmige digitale voltmeter als men de barometer met een digitale schaal wil uitrusten. In de laatste verschilversterker IC6 wordt van deze spanning een vaste waarde van 0,96 V afgetrokken. Deze spanning wordt uit de referentie van 7,5 V afgeleid met behulp van de spanningsdeler R24 tot en met R26.

## KP101A

**Beschrijving** Goedkope druksensor van Philips, die vaak gebruikt wordt in digitale kamerbarometers. De sensor bestaat uit een vacuüm gezogen siliciumcel, aangesloten op een transistorarray voor de temperatuurscompensatie. Deze sensor is in grote lijnen compatibel met de KP100A, zij het dat enige specificaties, met name het meetbereik, afwijken.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Philips
- behuizing: zie KP100A
- aansluitgegevens en intern blokschema: zie KP100A
- meetbereik: 0 tot +120 kPa
- maximale druk: 250 kPa
- voedingsspanning: 5,0 V typisch, 12,0 V max.
- bedrijfstemperatuur: -40 tot +125 °C
- drukhysteresis: 0,1 % volle schaal max.
- offsetspanning: +/-25,0 mV max.
- lineariteit: +/-0,5 % volle schaal
- brugweerstand: 1600 +/-500  $\Omega$
- temperatuurscoëfficiënten: offset: +/-0,06 %/°C, gevoeligheid ongecompenseerd: -0,22 %/°C, gevoeligheid gecompenseerd: 0,5 % volle schaal

Voor de overige gegevens en de schakelingen wordt verwezen naar de KP100A.

## MPX100A

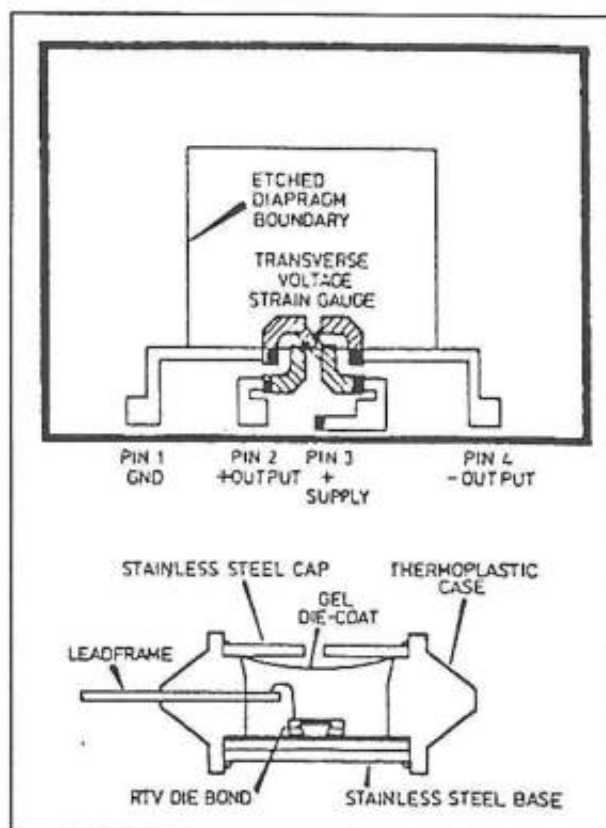
**Beschrijving** De MPX100A van Motorola is een luchtdruksensor die vaak in Amerikaanse en Japanse goedkope elektronische barometers

wordt aangetroffen. De sensor bevat niets meer dan de vier brugweerstand op een plaatje silicium, aangebracht over een vacuüm kamertje.

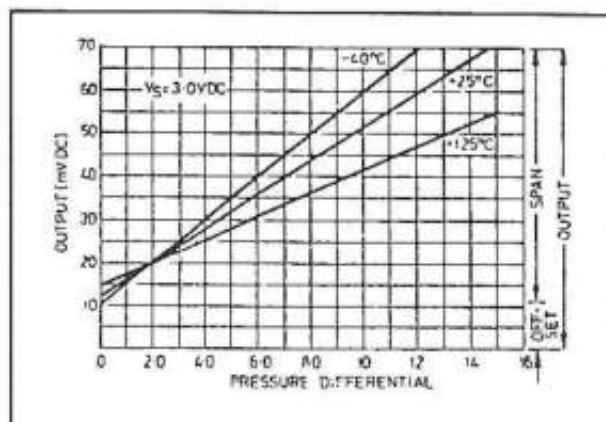
### Technische gegevens

- fabrikant: Motorola
- behuizing: figuur 39
- aansluitgegevens: figuur 39
- meetbereik: 0 tot +250 kPa
- voedingsspanning: 5,0 V typisch
- drukhysteresis:  $\pm 0,5$  % volle schaal max.
- gevoeligheid: figuur 40
- temperatuurscoëfficiënt:  $-0,19$  %/°C

**Figuur 39**  
Behuizing en  
aansluitgegevens  
van de MPX100A



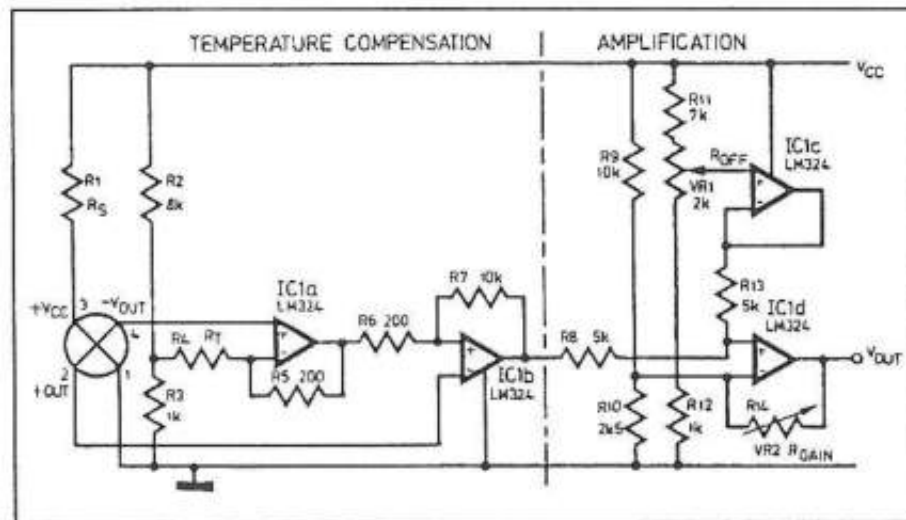
**Figuur 40**  
Gevoeligheidscurves  
van de MPX100A



### Een eenvoudige barometer

Figuur 41 geeft een eenvoudig schema van een analoge barometer rond de MPX100A. Door het inschakelen van een thermistor  $R_T$  wordt in de eerste twee trappen de temperatuurscoëfficiënt van de sensor gecompenseerd. In de tweede trap wordt nadien het verschil berekend tussen de gecompenseerde uitgangsspanning van de sensor en een instelbare offsetspanning.

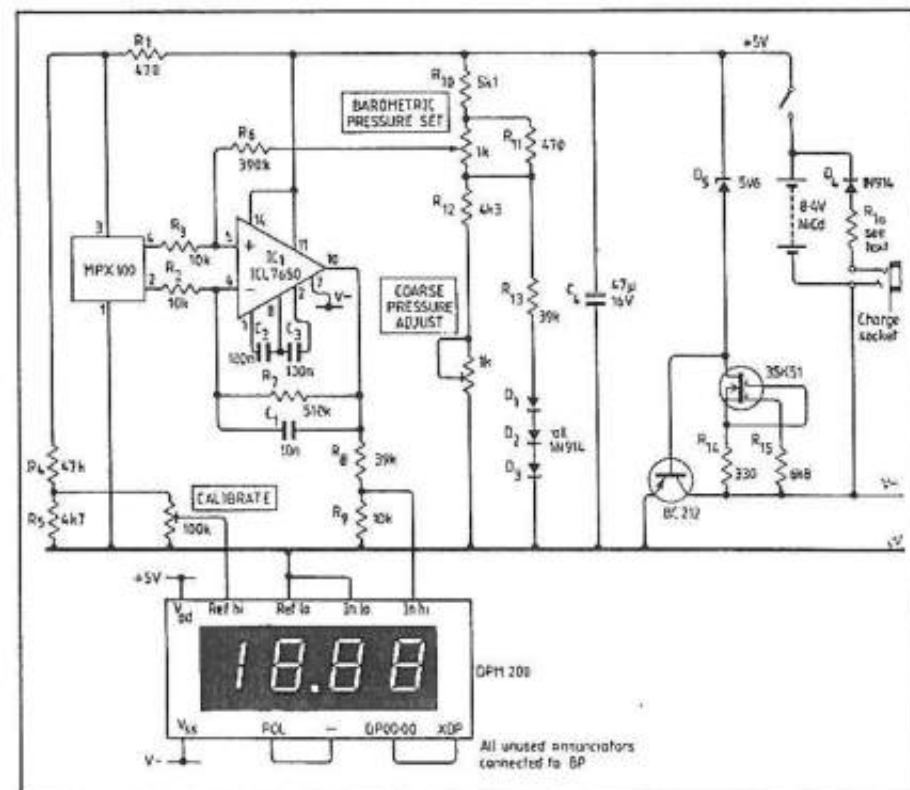
**Figuur 41**  
Eenvoudige analoge  
barometer rond de  
MPX100A



## Elektronische hoogtemeter

Het schema van figuur 42 is dat van een elektronische hoogtemeter met digitale uitlezing. Als versterker wordt gebruik gemaakt van een ICL7650 van Intersil, een professionele instrumentatie-versterker. Met de potentiometer "BAROMETRIC PRESSURE SET" moet men de uitlezing op nul afregelen op grondniveau.

**Figuur 42**  
Een elektronische  
hoogtemeter



## SM-5102

### Beschrijving

De SM-5102 is een ongecompenseerde aneroïde/referentie sensor geleverd als silicium die, ontwikkeld voor toepassingen in OEM-systemen. De sensor is zowel leverbaar in een aneroïde als in een referentie versie. De die is leverbaar met volle schaal bereiken van 5 tot 300 psi en is geschikt voor montage op een print. De bestelcodering van dit onderdeel is:  
**SM-5102-XXX-Y**



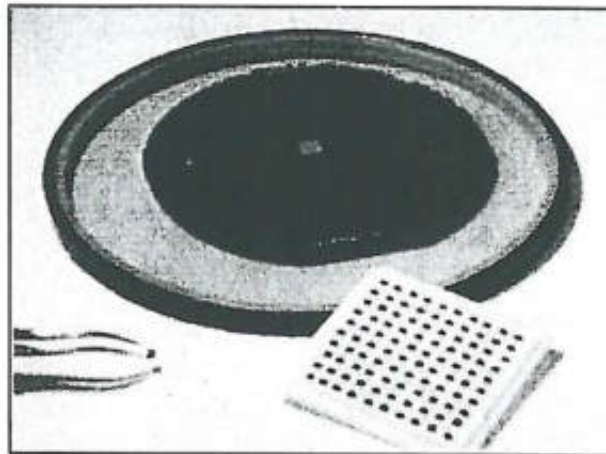
waarbij XXX het meetbereik definieert en Y het soort sensor:

- A: referentie (absoluut);
- G: aneroide (gage).

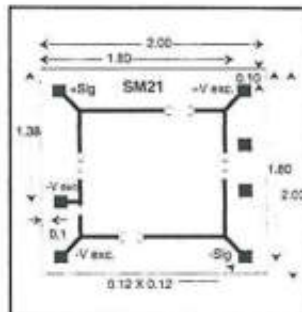
#### Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 43
- afmetingen: figuur 44
- intern blokschema: figuur 45
- constructie: figuur 46

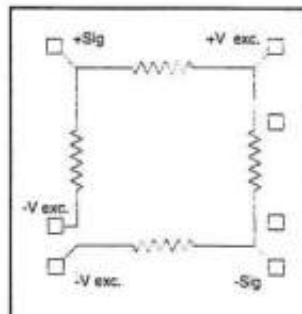
**Figuur 43**  
Behuizing van de  
SM-5102 en SM-5105



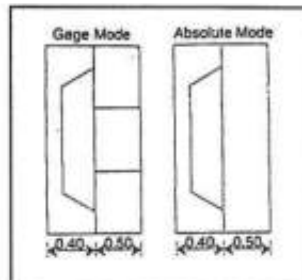
**Figuur 44**  
Afmetingen van de  
SM-5102



**Figuur 45**  
Intern blokschema  
van de SM-5102



**Figuur 46**  
De twee  
uitvoeringsvormen  
van de SM-5102



#### Overige technische gegevens

- meetbereik:
- type 005: 34,47 kPa
- type 015: 103,42 kPa
- type 030: 206,84 kPa

- type 060: 413,68 kPa
- type 100: 689,47 kPa
- type 300: 2.068,41 kPa
- voedingsspanning: 5 V typisch, 10 V max.
- voedingsstroom: 1,5 mA typisch, 3,0 mA max.
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 005: 75 mV tot 125 mV
  - type 015: 115 mV tot 175 mV
  - type 030: 130 mV tot 195 mV
  - type 060: 130 mV tot 220 mV
  - type 100: 130 mV tot 250 mV
  - type 300: 130 mV tot 275 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning: -22 tot 5 %<sub>FS</sub>/100 °C
  - offset-spanning: 7 %<sub>FS</sub>/100 °C
  - weerstand: 28 tot 5 %/100 °C
- lineariteit: +/-0,3 %<sub>FS</sub>
- brugweerstand: 2,7 kΩ min., 3,3 kΩ typisch, 4,0 kΩ max.
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur:
  - 40 °C min., +85 °C max.

## SM-5103

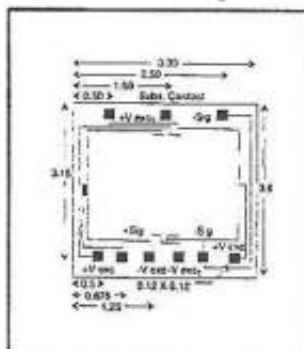
**Beschrijving** De SM-5103 is een ongecompenseerde referentie sensor, zeer gevoelig en geleverd als silicium die, ontwikkeld voor toepassingen in OEM-systemen. De sensor werkt volgens het referentie-principe. De die is leverbaar met volle schaal bereiken van 0,3 tot 3,0 psi en is geschikt voor montage op een print. De bestelcodering van dit onderdeel is: **SM-5103-XXX-G** waarbij XXX het meetbereik definieert.

**Technische gegevens**

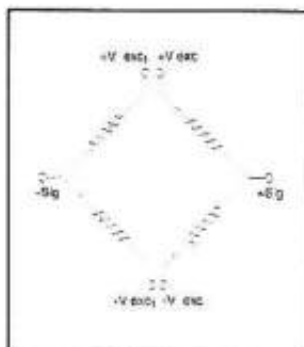
- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 43
- afmetingen: figuur 47
- intern blokschema: figuur 48
- constructie: figuur 49
- meetbereik:
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa
  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa
- voedingsspanning: 5 V typisch, 10 V max.
- voedingsstroom: 1,5 mA typisch, 3,0 mA max.
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 003: 25 mV tot 75 mV
  - type 008: 25 mV tot 75 mV
  - type 015: 25 mV tot 75 mV
  - type 030: 25 mV tot 75 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning: -21 tot 5 %<sub>FS</sub>/100 °C
  - offset-spanning: 12 %<sub>FS</sub>/100 °C

- weerstanden: 27 tot 5 %/100 °C
- lineariteit: +/-0,3 %<sub>FS</sub>
- brugweerstand:
  - 2,7 kΩ min.
  - 3,3 kΩ typisch
  - 4,0 kΩ max.
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur: -40 °C min., +85 °C max.

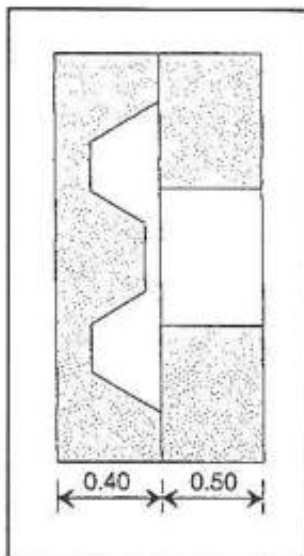
**Figuur 47**  
Afmetingen van de  
SM-5103



**Figuur 48**  
Intern blokschema  
van de SM-5103



**Figuur 49**  
De kamerconstructie  
van de SM-5103



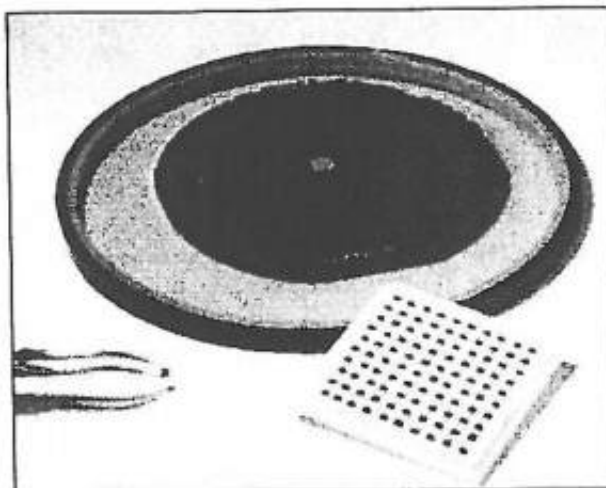
## SM-5105

### Beschrijving

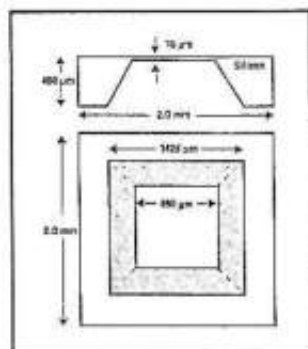
De SM-5105 is een ongecompenseerde aneroïde sensor, geleverd als silicium die, ontwikkeld voor toepassingen in voornamelijk meetsystemen voor de bloeddruk. De sensor werkt volgens het aneroïde-principe. De impedantie van de vier weerstanden kan aangepast worden aan de wensen van de klant.

- Technische gegevens**
- fabrikant: Exar
  - behuizing: figuur 50
  - afmetingen: figuur 51
  - intern blokschema: figuur 52
  - aansluitgegevens: figuur 53

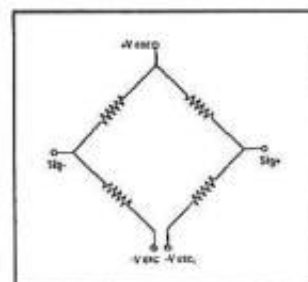
**Figuur 50**  
Behuizing van de SM-5105



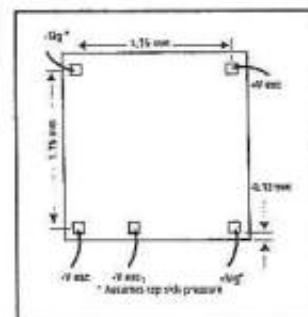
**Figuur 51**  
Afmetingen van de SM-5105



**Figuur 52**  
Intern blokschema van de SM-5105



**Figuur 53**  
Aansluitgegevens van de SM-5105



- Overige gegevens**
- gevoeligheid: min.:  $15 \mu\text{V/V/mmHg}$ , typisch:  $30 \mu\text{V/V/mmHg}$ , max.:  $52 \mu\text{V/V/mmHg}$
  - offset-spanning:  $-3,75 \text{ mV}$  tot  $+3,75 \text{ mV}$
  - temperatuurscoëfficiënten:
    - uitgangsspanning:  $-0,3$  tot  $+0,3 \text{ mmHg/}^\circ\text{C}$
    - weerstanden:  $11$  tot  $20 \text{ \%/}100^\circ\text{C}$



- lineariteit:  $\pm 1,7\%$
- symmetrie:  $\pm 2,0\%$
- brugweerstand:  $310\ \Omega$  min.,  $330\ \Omega$  typisch,  $370\ \Omega$  max.
- overbelasting: 125 PSI

## SM-5310

### Beschrijving

De SM-5310 is een ongecompenseerde aneroïde/referentie sensor, die speciaal ontwikkeld werd voor SMA-montage. De behuizing is zowel leverbaar mét als zonder "pijpje" (tube) voor het aansluiten van een slangetje. De diameter van dit pijpje bedraagt 1/8 inch. De sensor is leverbaar met volle schaal bereiken van 5 tot 100 psi. Er zijn twee modellen leverbaar, bij de referentie-uitvoering wordt de tegendruk aangevoerd via een klein gaatje in de onderzijde van de behuizing.

De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5310-XXX-Y-Z**

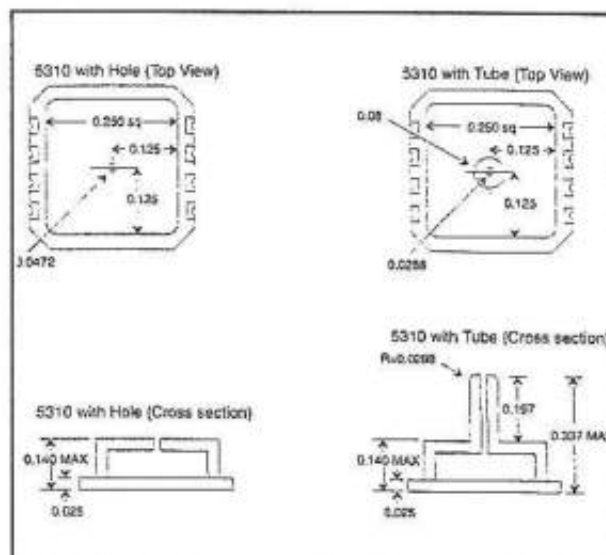
waarbij XXX het meetbereik definieert, Y het soort sensor:

- A: referentie (absoluut);
  - G: aneroïde (gage);
- en Z de constructie definieert:
- P: met pijpje;
  - H: met gaatje.

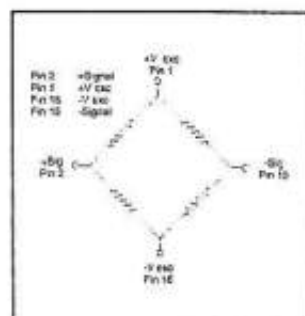
### Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing en afmetingen: figuur 54
- intern blokschema: figuur 55
- aansluitgegevens: figuur 56

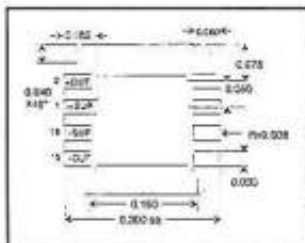
**Figuur 54**  
Afmetingen van de  
SM-5310 en SM-5320



**Figuur 55**  
Intern blokschema  
van de SM-5310 en  
SM-5320



**Figuur 56**  
Aansluitgegevens  
van de SM-5310 en  
SM-5320



### Overige gegevens

- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
- voedingsspanning: 5 V typisch, 10 V max.
- voedingsstroom: 1,5 mA typisch, 3,0 mA max.
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 005: 75 mV tot 125 mV
  - type 015: 105 mV tot 175 mV
  - type 030: 115 mV tot 195 mV
  - type 060: 115 mV tot 220 mV
  - type 100: 115 mV tot 250 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning: -21 tot 5 %FS/100 °C
  - offset-spanning: 7 %FS/100 °C
  - weerstanden: 27 tot 5 %/100 °C
- lineariteit: +/-0,3 %FS
- brugweerstand: 2,7 kΩ min., 3,3 kΩ typisch, 4,0 kΩ max.
- overbelasting: 5 x bereik
- werkteemperatuur: -40 °C min., +85 °C max.

## SM-5320

**Beschrijving** De SM-5320 is een ongecompenseerde aneroïde/referentie sensor, die speciaal ontwikkeld werd voor SMA-montage. De sensor lijkt erg op de SM-5310, maar heeft een ander materiaal als substraat, namelijk silicium in plaats van pyrex. De behuizing is zowel leverbaar mét als zonder "pijpje" (tube) voor het aansluiten van een slangetje. De diameter van dit pijpje bedraagt 1/8 inch. De sensor is leverbaar met volle schaal bereiken van 5 tot 100 psi. Er zijn twee modellen leverbaar, bij de referentie-uitvoering wordt de tegendruk aangevoerd via een klein gaatje in de onderzijde van de behuizing.

De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5320-XXX-Y-Z**

waarbij XXX het meetbereik definieert, Y het soort sensor:

- A: referentie (absoluut);
  - B: aneroïde (gage);
- en Z de constructie definieert:
- P: met pijpje;
  - H: met gaatje.

De B-code is ongetwijfeld een zetfout in het data-sheet, immers bij alle overige Exar sensoren wordt de "gage"-versie aangegeven met code G.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Exar
- afmetingen en behuizing: figuur 54
- intern blokschema: figuur 55
- aansluitgegevens: figuur 56
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
- voedingsspanning: 5 V typisch, 10 V max.
- voedingsstroom: 1,5 mA typisch, 3,0 mA max.
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 005: 75 mV tot 125 mV
  - type 015: 105 mV tot 175 mV
  - type 030: 115 mV tot 195 mV
  - type 060: 115 mV tot 220 mV
  - type 100: 115 mV tot 250 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning: -22 tot 5 %<sub>FS</sub>/100 °C
  - offset-spanning: 7 %<sub>FS</sub>/100 °C
  - weerstanden: 28 tot 5 %/100 °C
- lineariteit: +/-0,3 %<sub>FS</sub>
- brugweerstand: 2,7 kΩ min., 3,3 kΩ typisch, 4,0 kΩ max.
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur: -40 °C min., +85 °C max.

## SM-5350

**Beschrijving**

De SM-5350 is een ongecompenseerde aneroïde sensor die een zeer hoge gevoeligheid heeft: de minimale volle schaal druk bedraagt slechts 0,15 psi. De behuizing is zowel leverbaar mét als zonder "pijpje" (tube) voor het aansluiten van een slangetje. De diameter van dit pijpje bedraagt 1/8 inch. Deze sensor is alleen als aneroïde-type leverbaar.

De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5350-XXX-G-Z**

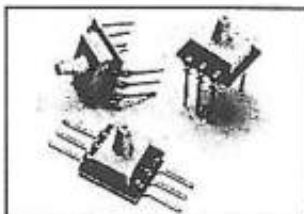
waarbij XXX het meetbereik definieert, G staat voor "gage" (aneroïde) en Z de constructie definieert:

- P: met pijpje
- H: met gaatje.

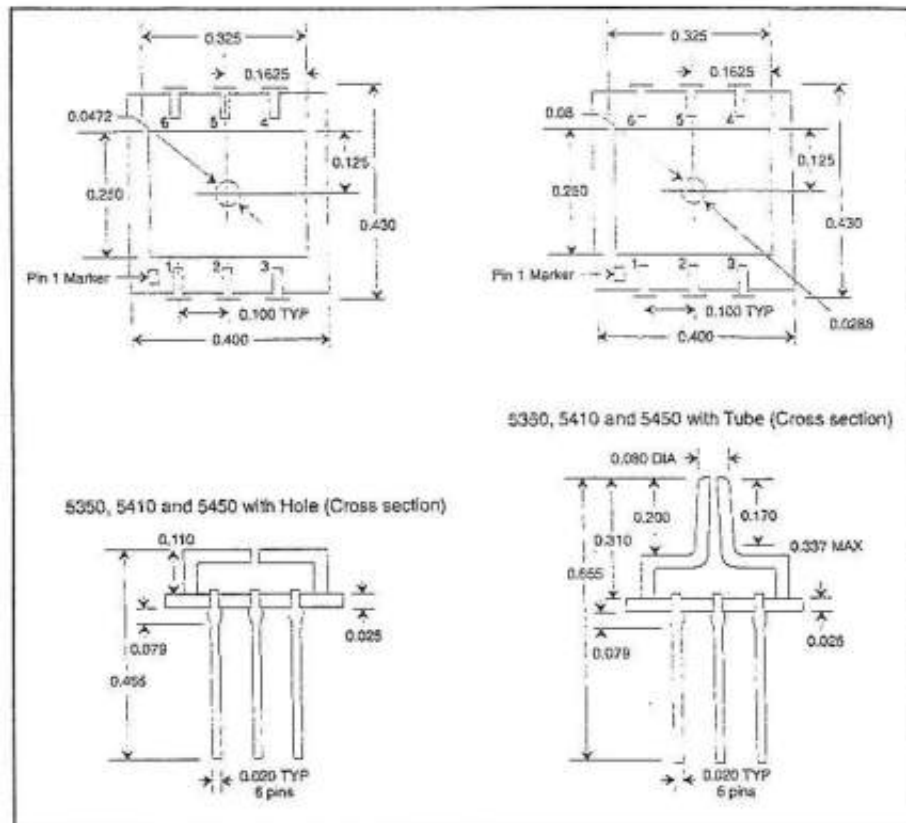
**Technische gegevens**

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 57
- afmetingen: figuur 58
- aansluitgegevens: figuur 58
- intern blokschema: figuur 59

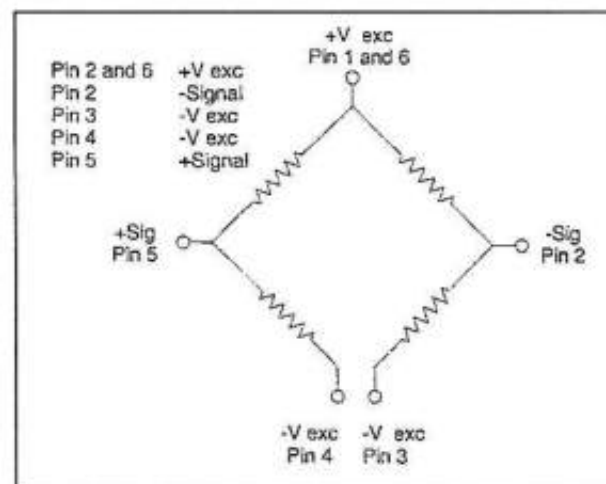
**Figuur 57**  
Afmetingen van de  
SM-5350, SM-5410  
en SM-5450



**Figuur 58**  
Intern blokschema  
van de SM-5350,  
SM-5410 en SM-5450



**Figuur 59**  
Aansluitgegevens  
van de SM-5350,  
SM-5410 en SM-5450



### Overige gegevens

- meetbereik:
  - type 001: 1,03 kPa
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa
  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa
- voedingsspanning: 5 V typisch, 10 V max.
- voedingsstroom: 1,5 mA typisch, 3,0 mA max.
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 001: 25 mV tot 75 mV
  - type 003: 25 mV tot 75 mV
  - type 008: 25 mV tot 75 mV
  - type 015: 25 mV tot 75 mV
  - type 030: 25 mV tot 75 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning: -21 tot 5 %<sub>FS</sub>/100 °C



- offset-spanning:  $12 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
- weerstanden: 27 tot  $5 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
- lineariteit:  $\pm 0,3 \%_{FS}$
- brugweerstand:  $2,7\text{ k}\Omega$  min.,  $3,3\text{ k}\Omega$  typisch,  $4,0\text{ k}\Omega$  max.
- overbelasting: 5 x bereik
- werkteemperatuur:  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  min.,  $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$  max.

## SM-5410

**Beschrijving** De SM-5410 is een ongecompenseerde aneroïde/referentie sensor voor algemeen gebruik, die zowel aneroïde als onder de vorm van een referentie-sensor leverbaar is. De behuizing is zowel leverbaar mét als zonder "pijpje" (tube) voor het aansluiten van een slangetje.

De diameter van dit pijpje bedraagt 1/8 inch. De sensor is leverbaar met volle schaal bereiken van 5 tot 100 psi. Bij de referentie uitvoering wordt de tegendruk aangevoerd via een klein gaatje in de onderzijde van de behuizing.

De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5410-XXX-Y-Z**

waarbij XXX het meetbereik definieert, Y het soort sensor:

- A: referentie (absoluut);
- G: aneroïde (gage);
- en Z de constructie definieert:
- P: met pijpje;
- H: met gaatje.

### Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 57
- afmetingen: figuur 58
- aansluitgegevens: figuur 58
- intern blokschema: figuur 59
- meetbereik:
  - type 005:  $34,47\text{ kPa}$
  - type 015:  $103,42\text{ kPa}$
  - type 030:  $206,84\text{ kPa}$
  - type 060:  $413,68\text{ kPa}$
  - type 100:  $689,47\text{ kPa}$
- voedingsspanning: 5 V typisch, 10 V max.
- voedingsstroom: 1,5 mA typisch, 3,0 mA max.
- uitgangsspanning bij 5 V voeding:
  - type 005: 75 mV tot 125 mV
  - type 015: 105 mV tot 175 mV
  - type 030: 115 mV tot 195 mV
  - type 060: 115 mV tot 220 mV
  - type 100: 115 mV tot 250 mV
- offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:  $-21$  tot  $5 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
  - offset-spanning:  $7 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
  - weerstanden: 27 tot  $5 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
- lineariteit:  $\pm 0,3 \%_{FS}$
- brugweerstand:  $2,7\text{ k}\Omega$  min.,  $3,3\text{ k}\Omega$  typisch,  $4,0\text{ k}\Omega$  max.
- overbelasting: 5 x bereik
- werkteemperatuur:  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  min.,  $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$  max.

## SM-5450

- Beschrijving** De SM-5450 is een ongecompenseerde aneroïde sensor die een zeer hoge gevoeligheid heeft: de minimale volle schaal druk bedraagt slechts 0,15 psi. De behuizing is zowel leverbaar mét als zonder "pijpje" (tube) voor het aansluiten van een slangetje. De diameter van dit pijpje bedraagt 1/8 inch. Deze sensor is alleen als aneroïde-type leverbaar. De bestelcodering van dit onderdeel is:  
**SM-5450-XXX-G-Z**  
waarbij XXX het meetbereik definieert, G staat voor "gage" (aneroïde) en Z de constructie definieert:  
- P: met pijpje;  
- H: met gaatje.

- Technische gegevens**
- fabrikant: Exar
  - behuizing: figuur 57
  - afmetingen: figuur 58
  - aansluitgegevens: figuur 58
  - intern blokschema: figuur 59
  - meetbereik:
    - type 001: 1,03 kPa
    - type 003: 2,07 kPa
    - type 008: 5,52 kPa
    - type 015: 10,34 kPa
    - type 030: 20,68 kPa
  - voedingsspanning: 5 V typisch, 10 V max.
  - voedingsstroom: 1,5 mA typisch, 3,0 mA max.
  - uitgangsspanning bij 5 V voeding:
    - type 001: 25 mV tot 75 mV
    - type 003: 25 mV tot 75 mV
    - type 008: 25 mV tot 75 mV
    - type 015: 25 mV tot 75 mV
    - type 030: 25 mV tot 75 mV
  - offset-spanning: -50 mV tot +50 mV
  - temperatuurscoëfficiënten:
    - uitgangsspanning: -21 tot 5 %<sub>FS</sub>/100 °C
    - offset-spanning: 12 %<sub>FS</sub>/100 °C
    - weerstanden: 27 tot 5 %/100 °C
  - lineariteit: +/-0,3 %<sub>FS</sub>
  - brugweerstand: 2,7 kΩ min., 3,3 kΩ typisch, 4,0 kΩ max.
  - overbelasting: 5 x bereik
  - werkt temperatuur: -40 °C min., +85 °C max.

## SM-5501

- Beschrijving** De SM-5501 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die zowel in aneroïde, referentie als in differentiële mode leverbaar is. De calibratie wordt uitgevoerd door middel van een ingebouwde geijekte weerstand, die gebruikt kan worden in de terugkoppeling van een versterker. De sensor moet gestuurd worden met een **stroom**. De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.

De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5501-XXX-Y;**

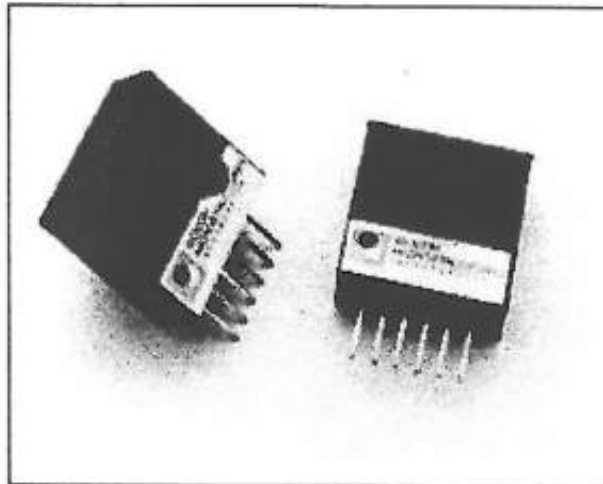
waarbij XXX het meetbereik definieert en Y de mode definieert:

- A: referentie;
- D: differentieel;
- G: aneroide (gage).

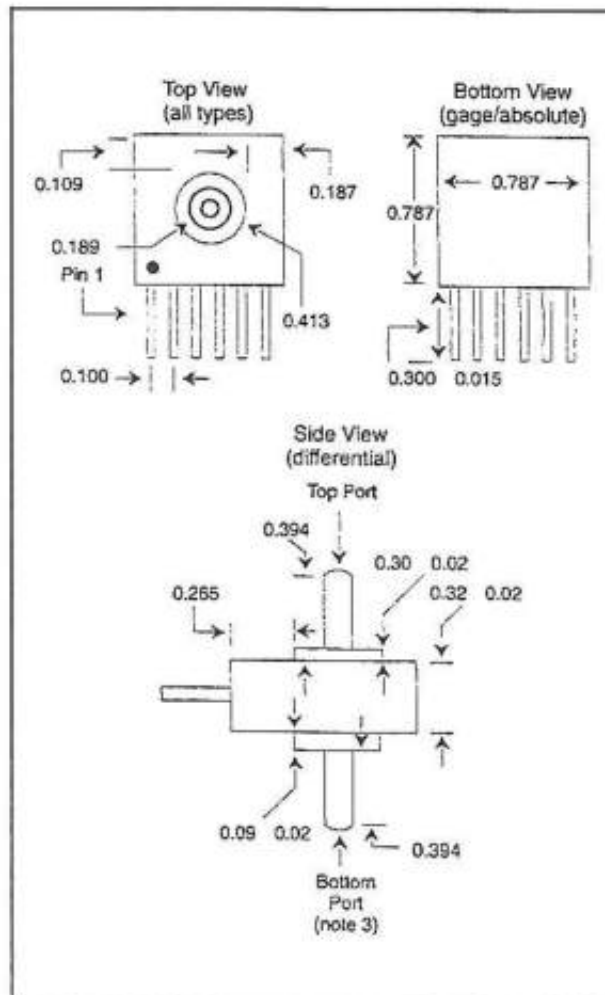
#### Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 60
- afmetingen: figuur 61
- aansluitgegevens: figuur 62
- intern blokschema: figuur 62

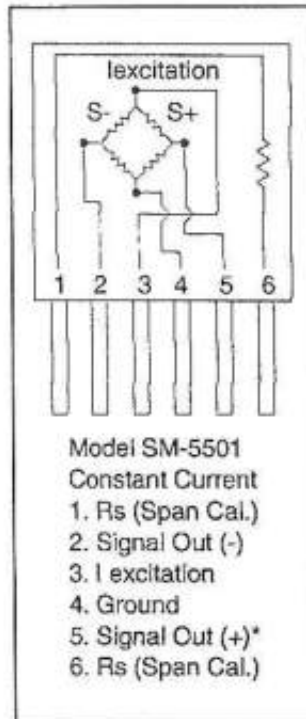
**Figuur 60**  
Behuizing van de  
SM-5501 en SM-5502



**Figuur 61**  
Afmetingen van de  
SM-5501 en SM-5502



**Figuur 62**  
Intern schema en  
aansluitgegevens  
van de SM-5501



- Overige gegevens**
- meetbereik:
    - type 005: 34,47 kPa
    - type 015: 103,42 kPa
    - type 030: 206,84 kPa
    - type 060: 413,68 kPa
    - type 100: 689,47 kPa
  - voedingsstroom: 1,5 mA typisch, 3,0 mA max.
  - uitgangsspanning: 50,0 mV min., 100,0 mV typisch, 175,0 mV max.
  - offset-spanning: -1,0 mV tot +1,0 mV
  - temperatuurscoëfficiënten:
    - uitgangsspanning:  $\pm 1,2 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
    - offset-spanning:  $\pm 1,2 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
  - lineariteit:  $\pm 0,15 \%_{FS}$
  - herhaalbaarheid:  $\pm 0,15 \%_{FS}$
  - hysteresis:  $\pm 0,15 \%_{FS}$
  - ingangsweerstand: 2,20 k $\Omega$  min., 3,00 k $\Omega$  typisch, 3,80 k $\Omega$  max.
  - uitgangsweerstand: 2,90 k $\Omega$  min., 3,30 k $\Omega$  typisch, 3,80 k $\Omega$  max.
  - overbelasting: 5 x bereik
  - werkt temperatuur: -40  $^{\circ}\text{C}$  min., +85  $^{\circ}\text{C}$  max.
  - gecalibreerd bereik: 0  $^{\circ}\text{C}$  min., +70  $^{\circ}\text{C}$  max.

## SM-5502

**Beschrijving** De SM-5502 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die zowel in aneroïde, referentie als in differentiële mode leverbaar is. De calibratie wordt uitgevoerd op een volle schaal spanning van exact 50,0 mV. De sensor moet gestuurd worden met een *spanning*. De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.



De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5502-XXX-Y;**

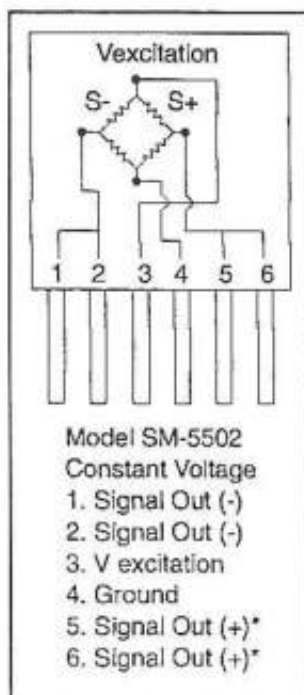
waarbij XXX het meetbereik definieert en Y de mode definieert:

- A: referentie;
- D: differentieel;
- G: aneroïde (gauge).

### Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 60
- afmetingen: figuur 61
- aansluitgegevens: figuur 63
- intern blokschema: figuur 63
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
- voedingsspanning:
  - 10,00 V typisch
  - 20,00 V max.
- uitgangsspanning: 49,5 mV min., 50,0 mV typisch, 50,0 mV max.
- offset-spanning: -1,0 mV tot +1,0 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:  $\pm 1,2 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
  - offset-spanning:  $\pm 1,2 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
- lineariteit:  $\pm 0,15 \%_{FS}$
- herhaalbaarheid:  $\pm 0,15 \%_{FS}$
- hysteresis:  $\pm 0,15 \%_{FS}$
- ingangsweerstand: 4,50 k $\Omega$  min., 8,00 k $\Omega$  typisch, 25,00 k $\Omega$  max.
- uitgangsweerstand: 2,00 k $\Omega$  min., 2,50 k $\Omega$  typisch, 3,80 k $\Omega$  max.
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur: -40  $^{\circ}\text{C}$  min., +85  $^{\circ}\text{C}$  max.
- gecalibreerd bereik: 0  $^{\circ}\text{C}$  min., +70  $^{\circ}\text{C}$  max.

**Figuur 63**  
Intern schema van de  
SM-5502



## SM-5551

**Beschrijving** De SM-5551 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die zowel in aneroïde als in differentiële mode leverbaar is. De calibratie wordt uitgevoerd door middel van een ingebouwde geijkte weerstand, die gebruikt kan worden in de terugkoppeling van een versterker. De sensor moet gestuurd worden met een *stroom*. De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.

De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5551-XXX-Y;**

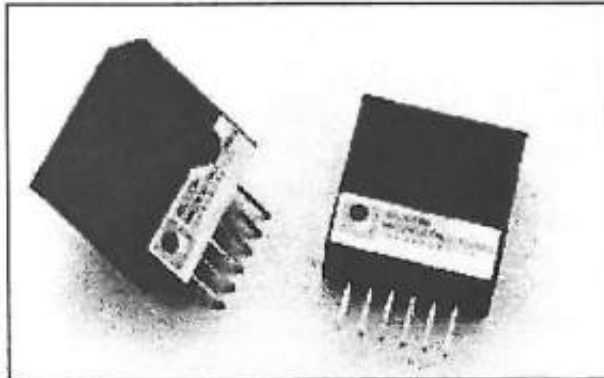
waarbij XXX het meetbereik definieert en Y de mode definieert:

- D: differentiële;
- G: aneroïde (gauge).

**Technische gegevens**

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 64
- afmetingen: figuur 65
- aansluitgegevens: figuur 66
- intern blokschema: figuur 66

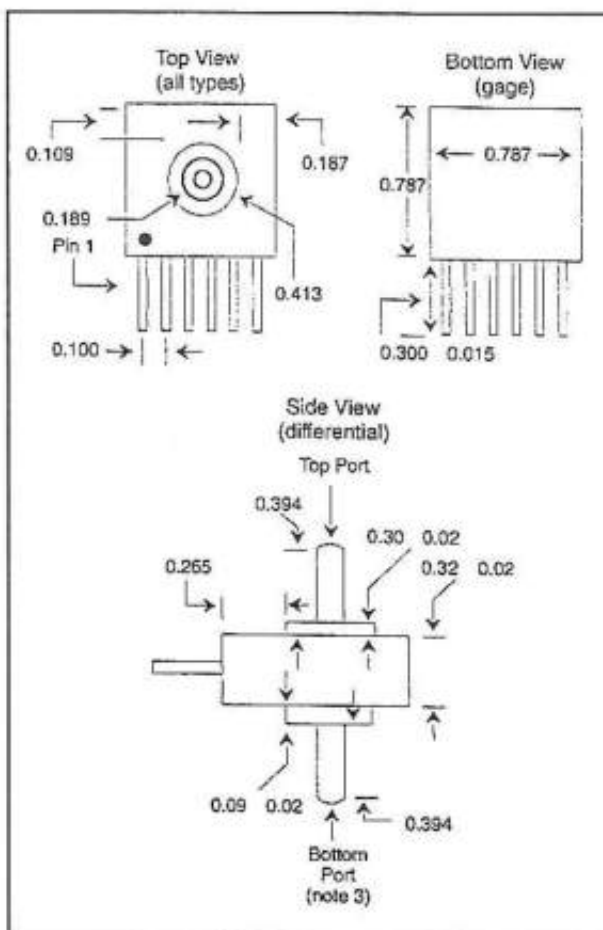
**Figuur 64**  
Behuizing van de  
SM-5551 en SM-5552



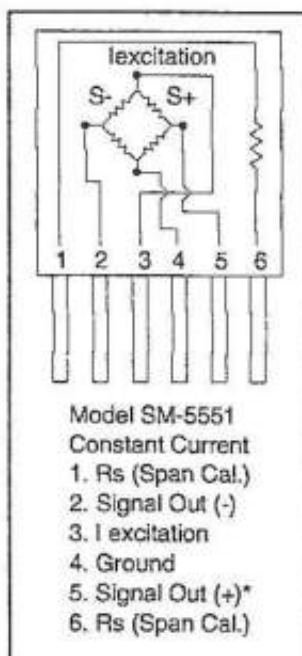
**Overige gegevens**

- meetbereik:
  - type 001: 1,03 kPa
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa
  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa
- voedingsstroom: 1,5 mA typisch, 3,0 mA max.
- uitgangsspanning: 25,0 mV min., 50,0 mV typisch, 75,0 mV max.
- offset-spanning: -2,0 mV tot +2,0 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:  $\pm 1,2 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
  - offset-spanning:  $\pm 2,4 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
- lineariteit:  $\pm 0,30 \%_{FS}$
- herhaalbaarheid:  $\pm 0,30 \%_{FS}$
- hysteresis:  $\pm 0,30 \%_{FS}$
- ingangsweerstand: 2,20 k $\Omega$  min., 3,00 k $\Omega$  typisch, 4,60 k $\Omega$  max.
- uitgangsweerstand: 2,70 k $\Omega$  min., 3,30 k $\Omega$  typisch, 3,80 k $\Omega$  max.
- overbelasting: 5 x bereik
- werkt temperatuur: -40  $^{\circ}\text{C}$  min., +85  $^{\circ}\text{C}$  max.
- gecalibreerd bereik: 0  $^{\circ}\text{C}$  min., +70  $^{\circ}\text{C}$  max.

**Figuur 65**  
**Afmetingen van de**  
**SM-5551 en M-552**



**Figuur 66**  
**Intern schema van de**  
**SM-5551**



## SM-5552

### Beschrijving

De SM-5552 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die zowel in aneroïde als in differentiële mode leverbaar is. De calibratie wordt uitgevoerd op een uitgangsspanning van 25 mV volle schaal op de uitgang. De sensor moet gestuurd worden met een *spanning*. De aansluitpennen zitten in

een 0.1 inch raster, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.

De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5552-XXX-Y;**

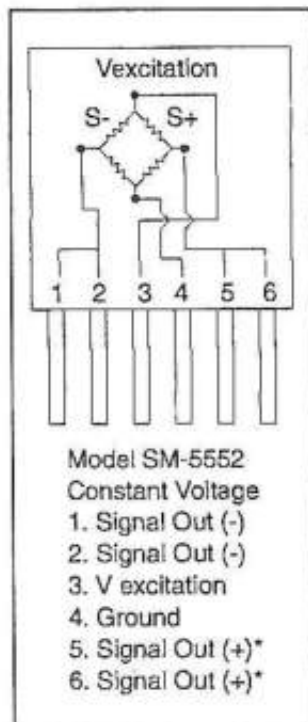
waarbij XXX het meetbereik definieert en Y de mode definieert:

- D: differentieel;
- G: aneroïde (gage).

#### Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 64
- afmetingen: figuur 65
- aansluitgegevens: figuur 67
- intern blokschema: figuur 67
- meetbereik:
  - type 001: 1,03 kPa
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa
  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa
- voedingsspanning: 10,00 V typisch, 20,00 V max.
- uitgangsspanning: 24,5 mV min., 25,0 mV typisch, 25,5 mV max.
- offset-spanning: -2,0 mV tot +2,0 mV
- temperatuurscoëfficiënten:
  - uitgangsspanning:  $\pm 1,2 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
  - offset-spanning:  $\pm 2,4 \%_{FS}/100\text{ }^{\circ}\text{C}$
- lineariteit:  $\pm 0,30 \%_{FS}$
- herhaalbaarheid:  $\pm 0,30 \%_{FS}$
- hysteresis:  $\pm 0,30 \%_{FS}$
- ingangsweerstand: 4,50 k $\Omega$  min., 8,00 k $\Omega$  typisch, 25,00 k $\Omega$  max.
- uitgangsweerstand: 2,20 k $\Omega$  min., 2,70 k $\Omega$  typisch, 3,80 k $\Omega$  max.
- overbelasting: 5 x bereik
- werktemperatuur: -40  $^{\circ}\text{C}$  min., +85  $^{\circ}\text{C}$  max.
- gecalibreerd bereik: 0  $^{\circ}\text{C}$  min., +70  $^{\circ}\text{C}$  max.

**Figuur 67**  
Intern schema en  
aansluitgegevens  
van de SM-5552





## SM-5611

**Beschrijving** De SM-5611 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die volledig lasergetrimd is op:

- zero offset;
- temperatuurscompensatie voor de offset;
- temperatuurscompensatie voor de gevoeligheid.

De calibratie wordt uitgevoerd door middel van een extra weerstand, die opgenomen kan worden in een externe differentiële versterker. De sensor moet gestuurd worden met een **stroom**. Deze sensor is leverbaar met twee pijpjes, die gebruikt worden in de differentiële meetmethode.

De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster en de behuizing is leverbaar met de pennen naar beneden en met de pennen naar boven, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.

De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5611-XXX-A-B-C**

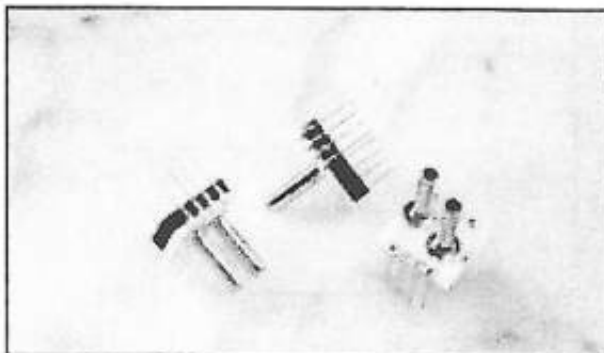
waarbij:

- XXX het meetbereik definieert;
- A de mode definieert:
  - D: differentiël (twee pijpjes);
  - G: aneroïde (een pijpje);
  - A: absoluut (een pijpje);
- B de pen-configuratie definieert:
  - 1: pennen in de richting van het pijpje;
  - 3: pennen in de tegengestelde richting van het pijpje;
- C de lengte van het pijpje definieert:
  - L: lang (0.480");
  - S: kort (0.330");
  - N: geen pijpje.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 68
- afmetingen: figuur 69
- aansluitgegevens: figuur 70
- intern blokschema: figuur 70

**Figuur 68**  
Behuizing van de  
SM-5611, SM-5612,  
SM-5651 en SM-5652

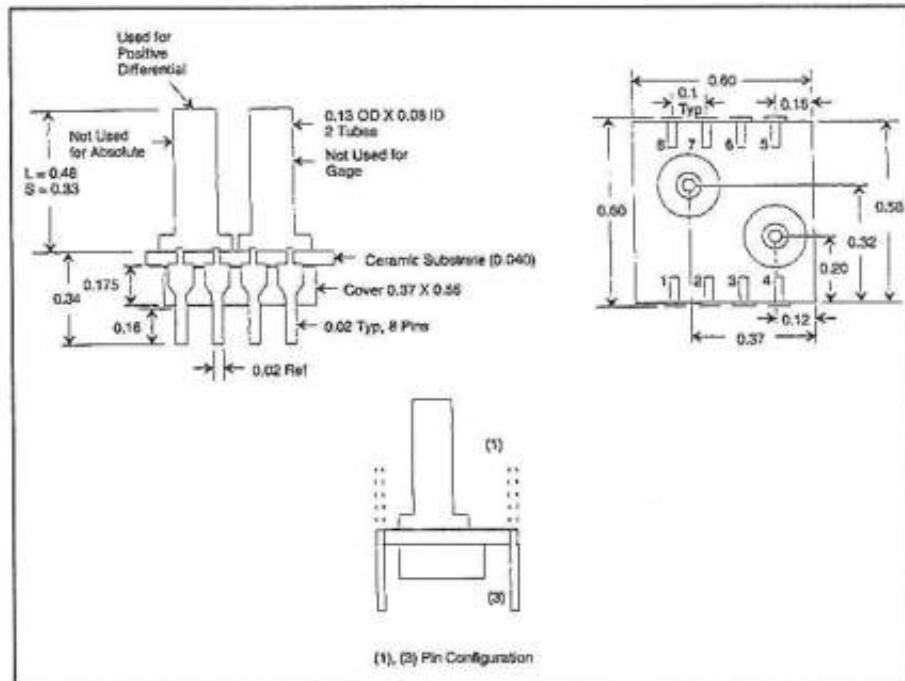


**Overige gegevens**

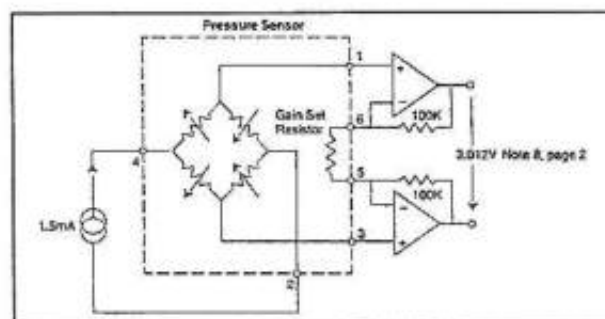
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
- voedingsstroom: 1,5 mA typisch, 3,0 mA max.

- uitgangsspanning volle schaal: 75,0 mV min., 100,0 mV typisch, 150,0 mV max.
- uitgangsspanning nuldruk: 2 mV max.
- temperatuurscoëfficiënten:
  - volle schaal: 0,5 %<sub>FS</sub> max.
  - nulmeting: 0,5 %<sub>FS</sub> max.
  - hysteresis: 0,1 %<sub>FS</sub> typisch
- lineariteit: 0,1 %<sub>FS</sub> max.
- hysteresis: 0,1 %<sub>FS</sub> max.
- ingangsweerstand: 2,5 k $\Omega$  min., 6,0 k $\Omega$  max.
- uitgangsweerstand: 2,5 k $\Omega$  min., 6,00 k $\Omega$  max.
- response-tijd: 1,0 ms typisch
- matching: 1,0 %
- overbelasting: 3 x volle schaal
- werkt temperatuur: -40 °C min., +125 °C max.
- gecalibreerd bereik: 0 °C min., +60 °C max.

**Figuur 69**  
Afmetingen van de  
SM-5611, SM-5612,  
SM-5651 en SM-5652



**Figuur 70**  
Intern schema,  
aansluitgegevens en  
voorbeeldschakeling  
van de SM-5611 en  
SM-5651



## SM-5612

- Beschrijving** De SM-5612 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die volledig lasergetrimd is op:
- zero offset;
  - temperatuurscompensatie voor de offset;
  - temperatuurscompensatie voor de gevoeligheid.

De calibratie wordt uitgevoerd op een uitgangsspanning van 40 mV volle schaal. De sensor moet gestuurd worden met een *spanning*. Deze sensor is leverbaar met twee pijpjes, die gebruikt worden in de differentiële meetmethode. De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster en de behuizing is leverbaar met de pennen naar beneden en met de pennen naar boven, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.

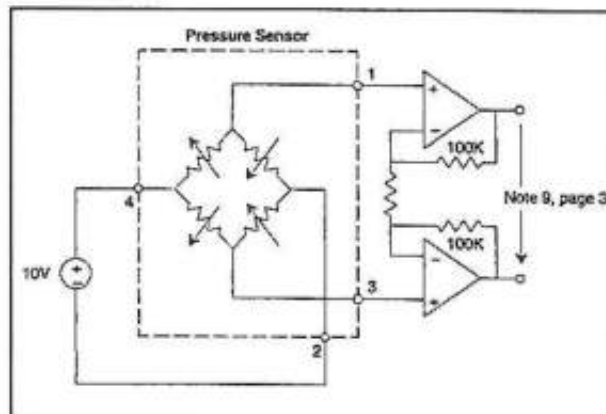
De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5612-XXX-A-B-C**

waarbij:

- XXX het meetbereik definieert;
- A de mode definieert:
  - D: differentiële (twee pijpjes);
  - G: aneroïde (een pijpje);
  - A: absoluut (een pijpje);
- B de pen-configuratie definieert:
  - 1: pennen in de richting van het pijpje;
  - 3: pennen in de tegengestelde richting van het pijpje;
- C de lengte van het pijpje definieert:
  - L: lang (0.480");
  - S: kort (0.330");
  - N: geen pijpje.

**Figuur 71**  
Intern schema en  
aansluitgegevens  
van de SM-5612 en  
de SM-5652



#### Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 68
- afmetingen: figuur 69
- aansluitgegevens: figuur 71
- intern blokschema: figuur 71
- meetbereik:
  - type 005: 34,47 kPa
  - type 015: 103,42 kPa
  - type 030: 206,84 kPa
  - type 060: 413,68 kPa
  - type 100: 689,47 kPa
- voedingsspanning: 10,00 V typisch, 20,00 V max.
- uitgangsspanning volle schaal: 39,5 mV min., 40,0 mV typisch, 40,5 mV max.
- uitgangsspanning nuldruk: 2 mV max.
- temperatuurscoëfficiënten:
  - volle schaal: 0,5 %<sub>FS</sub> max.
  - nulmeting: 0,5 %<sub>FS</sub> max.
  - hysteresis: 0,1 %<sub>FS</sub> typisch
- lineariteit: 0,1 %<sub>FS</sub> max.
- hysteresis: 0,1 %<sub>FS</sub> max.

- ingangsweerstand: 4,0 k $\Omega$  min., 26,0 k $\Omega$  max.
- uitgangsweerstand: 2,5 k $\Omega$  min., 6,00 k $\Omega$  max.
- response-tijd: 1,0 ms typisch
- matching: 1,0 %
- overbelasting: 3 x volle schaal
- werkt temperatuur: -40 °C min., +125 °C max.
- gecalibreerd bereik: 0 °C min., +60 °C max.

## SM-5651

**Beschrijving** De SM-5651 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die volledig lasergetrimd is op:

- zero offset;
- temperatuurscompensatie voor de offset;
- temperatuurscompensatie voor de gevoeligheid.

De calibratie wordt uitgevoerd door middel van een extra weerstand, die opgenomen kan worden in een externe differentiële versterker. De sensor moet gestuurd worden met een **stroom**.

De SM-5651 is ontworpen met een zeer grote gevoeligheid: de minimale volle schaal druk is 0,15 psi (1.03 kPa). Deze sensor is leverbaar met twee pijpjes, die gebruikt worden in de differentiële meetmethode. De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster en de behuizing is leverbaar met de pennen naar beneden en met de pennen naar boven, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.

De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5651-XXX-A-B-C**

waarbij:

- XXX het meetbereik definieert;
- A de mode definieert:
  - D: differentiële (twee pijpjes);
  - G: aneroïde (een pijpje);
  - A: absoluut (een pijpje);
- B de pen-configuratie definieert:
  - 1: pennen in de richting van het pijpje;
  - 3: pennen in de tegengestelde richting van het pijpje;
- C de lengte van het pijpje definieert:
  - L: lang (0.480");
  - S: kort (0.330");
  - N: geen pijpje.

### Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 68
- afmetingen: figuur 69
- aansluitgegevens: figuur 70
- intern blokschema: figuur 70
- meetbereik:
  - type 001: 1,03 kPa
  - type 003: 2,07 kPa
  - type 008: 5,52 kPa
  - type 015: 10,34 kPa
  - type 030: 20,68 kPa
- voedingsstroom: 1,5 mA typisch, 3,0 mA max.
- uitgangsspanning volle schaal: 25,0 mV min., 50,0 mV typisch, 75,0 mV max.



- uitgangsspanning nuldruk: 2 mV max.
- temperatuurscoëfficiënten:
  - volle schaal: 0,65 %<sub>FS</sub> max.
  - nulmeting: 1,0 %<sub>FS</sub> max.
  - hysteresis: 0,1 %<sub>FS</sub> typisch
- lineariteit: 0,3 %<sub>FS</sub> max.
- hysteresis: 0,1 %<sub>FS</sub> max.
- ingangsweerstand: 2,5 kΩ min., 6,0 kΩ max.,
- uitgangsweerstand: 2,5 kΩ min., 6,00 kΩ max.
- response-tijd: 1,0 ms typisch
- matching: 1,0 %
- overbelasting: 3 x volle schaal
- werktemperatuur: -40 °C min., +125 °C max.
- gecalibreerd bereik: 0 °C min., +60 °C max.

## SM-5652

**Beschrijving** De SM-5652 is een volledig temperatuursgecompenseerde en gecalibreerde sensor, die volledig lasergetrimd is op:

- zero offset;
- temperatuurscompensatie voor de offset;
- temperatuurscompensatie voor de gevoeligheid.

De calibratie wordt uitgevoerd op een volle schaal spanning van 25,0 mV. De sensor moet gestuurd worden met een *spanning*.

De SM-5652 is ontworpen met een zeer grote gevoeligheid: de minimale volle schaal druk is 0,15 psi (1,03 kPa). Deze sensor is leverbaar met twee pijpjes, die gebruikt worden in de differentiële meetmethode.

De aansluitpennen zitten in een 0.1 inch raster en de behuizing is leverbaar met de pennen naar beneden en met de pennen naar boven, zodat opname op een standaard print zonder problemen mogelijk is.

De bestelcodering van dit onderdeel is:

**SM-5652-XXX-A-B-C**

waarbij:

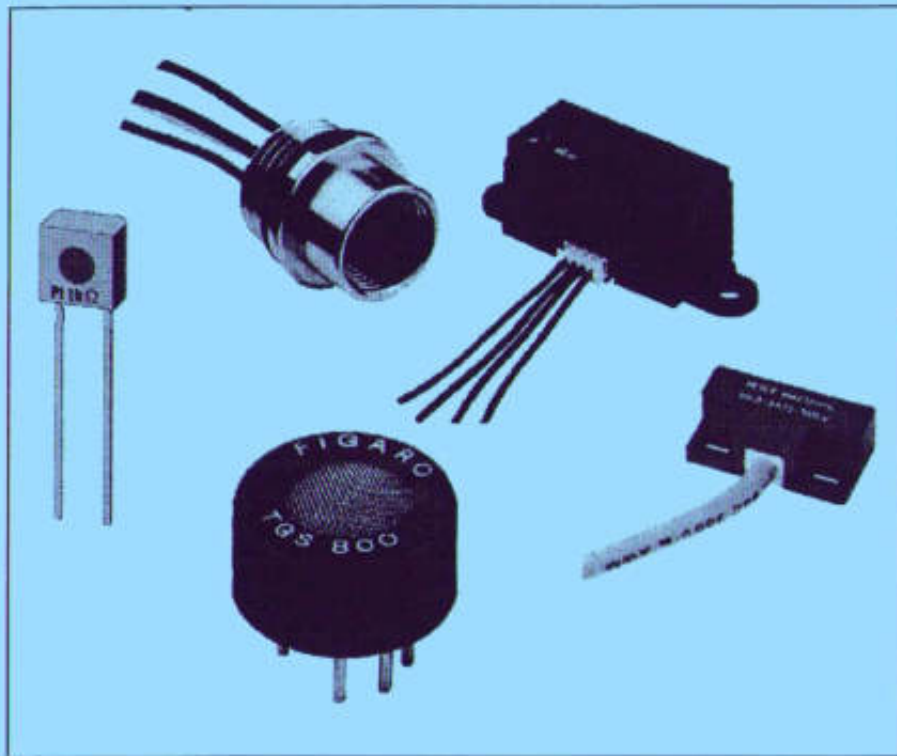
- XXX het meetbereik definieert;
- A de mode definieert:
  - D: differentiële (twee pijpjes);
  - G: aneroïde (een pijpje);
  - A: absoluut (een pijpje);
- B de pen-configuratie definieert:
  - 1: pennen in de richting van het pijpje;
  - 3: pennen in de tegengestelde richting van het pijpje;
- C de lengte van het pijpje definieert:
  - L: lang (0.480");
  - S: kort (0.330");
  - N: geen pijpje.

### Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: figuur 68
- afmetingen: figuur 69
- aansluitgegevens: figuur 71
- intern blokschema: figuur 71
- meetbereik:
  - type 001: 1,03 kPa

- type 003: 2,07 kPa
- type 008: 5,52 kPa
- type 015: 10,34 kPa
- type 030: 20,68 kPa
- voedingsspanning: 10,00 V typisch, 20,00 V max.
- uitgangsspanning volle schaal: 24,5 mV min., 25,0 mV typisch, 25,5 mV max.
- uitgangsspanning nuldruk: 2 mV max.
- temperatuurscoëfficiënten:
  - volle schaal: 0,65 %<sub>FS</sub> max.
  - nulmeting: 1,0 %<sub>FS</sub> max.
  - hysteresis: 0,1 %<sub>FS</sub> typisch
- lineariteit: 0,3 %<sub>FS</sub> max.
- hysteresis: 0,1 %<sub>FS</sub> max.
- ingangsweerstand: 4,0 kΩ min., 26,0 kΩ max.
- uitgangsweerstand: 2,5 kΩ min., 6,0 kΩ max.
- response-tijd: 1,0 ms typisch
- matching: 1,0 %
- overbelasting: 3 x volle schaal
- werkt temperatuur: -40 °C min., +125 °C max.
- gecalibreerd bereik: 0 °C min., +60 °C max.

# Groot elektronische sensoren boek



Deel 5  
Analoge temperatuur  
sensoren





# Inleiding

## Temperatuurschalen

De in de dagelijkse omgang gebruikelijke temperatuurschaal in graden Celcius is niet de enige die bestaat en bij de bespreking van temperatuursensoren gaat men vaak uit van andere schalen. In het kort een overzicht van de bestaande temperatuurschalen:

### – ° Kelvin

De wetenschappelijke temperatuurschaal met het nulpunt bij het absolute fysische nulpunt (de meeste koude temperatuur die theoretisch kan voorkomen). 0 °K komt overeen met -273,15 °C en 1 °K = 1 °C.

De omrekeningsformules zijn:

$$^{\circ}\text{K} = ^{\circ}\text{C} + 273,15$$

$$^{\circ}\text{C} = ^{\circ}\text{K} - 273,15$$

### – ° Fahrenheit

Angelsaksische schaalverdeling met vriespunt van water bij +32 °F, kookpunt van water bij +212 °F en absolute nulpunt bij -459,67 °F.

De omrekeningsformules zijn:

$$^{\circ}\text{F} = 9/5 ^{\circ}\text{C} + 32$$

$$^{\circ}\text{C} = 5/9 (^{\circ}\text{F} - 32)$$

### – ° Réaumur

Schaal met dezelfde schaaleenheid als de F-schaal, maar met het nulpunt bij het absolute nulpunt.

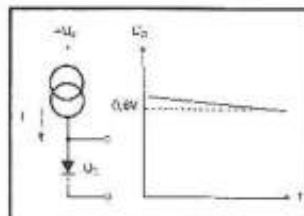
Omrekening:

$$^{\circ}\text{R} = ^{\circ}\text{F} + 459,67$$

## De diode als temperatuursensor

De meest eenvoudige manier waarop men elektronisch temperaturen kan meten is het sturen van een constante stroom door een geleidende siliciumdiode volgens het schema van figuur 1. De geleidingsspanning van een diode is over een tamelijk breed gebied lineair afhankelijk van de temperatuur. De gemiddelde geleidingsspanning van een Si-diode bedraagt ongeveer 0,65 V, een en ander afhankelijk van de stroom en deze spanning zal met ongeveer 2 mV/°C dalen bij stijgende temperatuur. Het nadeel van de diodesensor is dat er grote spreidingen bestaan op de geleidingsspanning van diode tot diode. Bovendien is de gevoeligheid zeer laag: een temperatuursvariatie van 1 °C beïnvloedt de spanning met slechts 0,3 %. Tot slot is de lineariteit niet ideaal: over een gebied van 200 °C moet men rekening houden met gemiddelde lineariteitsfouten van meer dan 3 %.

**Figuur 1**  
Geleidende Si-diode  
als temperatuursensor



## Transistorpaar als sensor

Schakelt men de emitters van twee volledig identieke transistoren parallel en stuurt men door de ene een veel grotere collectorstroom dan door de andere, zie figuur 2, dan wordt het spanningsverschil tussen de twee basis/emitter-spanningen gegeven door de uitdrukking:

$$U_{be1} - U_{be2} = k \cdot T/q \cdot \ln[I_1/I_2]$$

waarin:

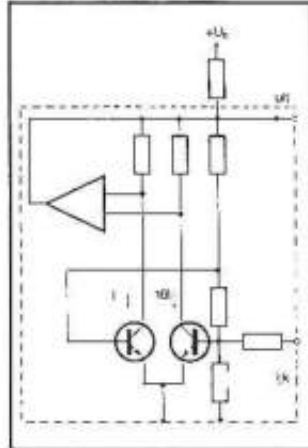
- $k$  de constante van Boltzman is;
- $q$  de lading van een elektron is;
- $T$  de temperatuur in  $^{\circ}\text{K}$  is.

Men kan de formule vereenvoudigen tot:

$$\Delta U_{be} = \varphi \cdot T$$

Het spanningsverschil is dus recht evenredig met de absolute temperatuur, hetgeen fysisch wil zeggen dat het spanningsverschil bij het absolute nulpunt gelijk zou zijn aan 0 V en vanaf dit nulpunt voor iedere  $^{\circ}\text{K}$  of  $^{\circ}\text{C}$  temperatuurstijging met een bepaalde constante spanning  $\varphi$  zou stijgen.

**Figuur 2**  
Het spanningsverschil  $\Delta$  is recht evenredig met de absolute temperatuur



Deze zeer kleine spanning kan nu, afhankelijk van de interne schakeling van de sensor, worden omgezet in een uitgangsspanning:

$$U_{PTAT} = A \cdot \Delta U_{be} = A \cdot \varphi T$$

of in een uitgangsstroom:

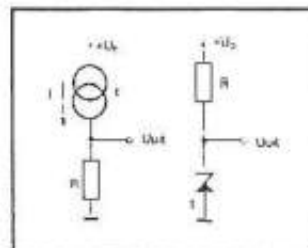
$$I_{PTAT} = g \cdot \Delta U_{be} = g \cdot \varphi T$$

In deze formules staat  $A$  voor de spanningsversterking van de interne schakeling en  $g$  voor de transconductantie of geleiding.

### Spanning of stroom

Er zijn dus sensoren die een uitgangsspanning opwekken en sensoren die een uitgangsstroom genereren en in beide gevallen zal de uitgangsgrootte lineair stijgen vanaf nul met de absolute temperatuur. Er bestaan bijgevolg twee symbolen voor temperatuursensoren. Volgens figuur 3 kan men een sensor voorstellen door een temperatuursafhankelijke stroombron (links) of door een temperatuursafhankelijke zenerdiode (rechts). In het eerste geval moet de uitgangsstroom  $I_{PTAT}$  omgezet worden in een spanning door de sensorstroom door een weerstand  $R$  te laten vloeien. In het tweede geval kan de uitgangsspanning  $U_{PTAT}$  rechtstreeks over de sensor worden afgenomen.

**Figuur 3**  
Het verschil tussen een stroom- en een spanningssensor

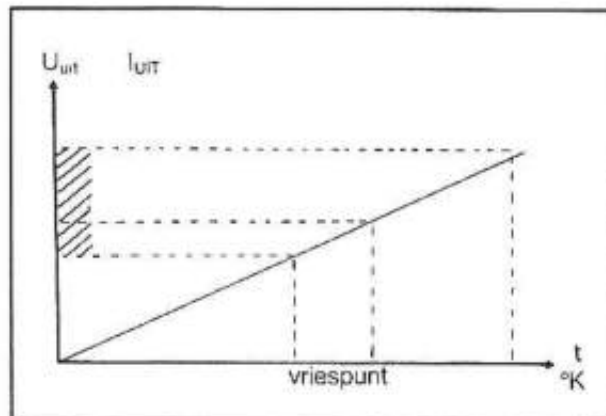


### Gevoeligheid

De gevoeligheid van de meeste sensoren is betrekkelijk klein. De variatie per graad Kelvin of Celcius bedraagt meestal niet meer dan 10 mV of 1  $\mu\text{A}$ !

**PTAT** De uitgangsgrootte van een sensor wordt "PTAT" genoemd, hetgeen staat voor "Proportional To Absolute Temperature" of "recht evenredig met de absolute Kelvin-temperatuur". Deze eigenschap, gecombineerd met de lage gevoeligheid, brengt enige nadelen met zich mee. Zoals uit figuur 4 blijkt kan de uitgangsspanning van een temperatuursensor worden gesplitst in twee delen. Eerst een tamelijk grote offset, omdat het praktische temperatuurbereik van de meeste sensoren tussen  $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$  en  $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$  zit en dit overeen komt met  $+223\text{ }^{\circ}\text{K}$  en  $+423\text{ }^{\circ}\text{K}$ . Een sensor met een  $U_{\text{PTAT}}$  van  $10\text{ mV}$  zal bij de normale kamertemperatuur van  $+20\text{ }^{\circ}\text{C}$  een spanning van  $2,93\text{ V}$  opwekken en de uitgangsspanning zal rond deze waarde schommelen met slechts  $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ . Als de uitgangsspanning van de sensor varieert met een tiende volt weet men nooit zeker of dit een gevolg is van een temperatuurschommeling of van slechte stabiliteitseigenschappen van het IC.

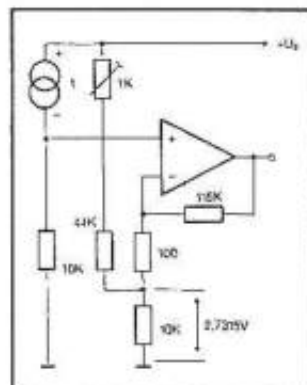
**Figuur 4**  
Voor normale temperaturen levert een PTAT-sensor een grote offset



**Het compenseren van de offset**

In de meeste gevallen zal men een temperatuursensor willen toepassen in een in graden Celsius geijkte meter. Dat wil zeggen dat de schakeling een uitgangsspanning van  $0\text{ V}$  moet afleveren bij een temperatuur van  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Een TPAT-sensor met een gevoeligheid van  $10\text{ mV}/^{\circ}\text{K}$  levert bij deze temperatuur echter een uitgangsspanning van  $2.731,5\text{ mV}$ . Men moet deze offset compenseren met een schakeling zoals getekend in figuur 5.

**Figuur 5**  
Het compenseren van de offset geeft een  $^{\circ}\text{C}$ - of  $^{\circ}\text{F}$ -schaal



Deze schakeling doet twee dingen. Op de eerste plaats wordt de door de  $I_{\text{PTAT}}$  over de weerstand van  $10\text{ k}\Omega$  opgewekte  $U_{\text{PTAT}}$  vergeleken met een nauwkeurige spanning van  $2,7315\text{ V}$ . De operationele versterker is als differentiële versterker geschakeld en berekent het spanningsverschil tussen  $U_{\text{PTAT}}$  en de referentiespanning. Op de tweede plaats versterkt de op-amp dit kleine spanningsverschil, zodat de gevoeligheid van de sensor wordt opgevoerd tot bijvoorbeeld  $100\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ .

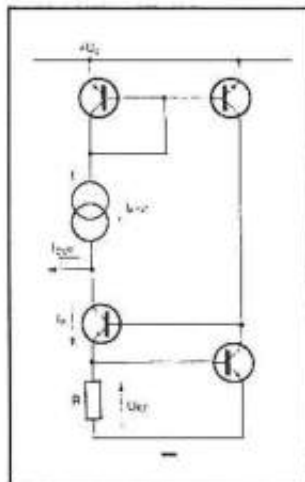
De versterkingsfactor wordt bepaald door de verhouding van de weerstanden in de terugkoppeling naar de inverterende ingang. De uitgangsspanning van de schakeling wordt dus gegeven door:  

$$U_{UIT} = A \cdot [U_{PTAT} - 2,7315 \text{ V}]$$

### °C/°F sensoren

De vervelende offset-eigenschappen van de PTAT-sensoren hebben geleid tot het ontwikkelen van een tweede generatie temperatuursensoren. Deze IC's bezitten een interne offset-compensatie met als gevolg dat zij een uitgangsspanning of -stroom leveren die de °C of °F schaal volgt. Bij 0 °C zal de uitgangsgrootte nul zijn, negatieve temperaturen leveren een negatieve uitgangsspanning of -stroom op, positieve temperaturen een positieve uitgang. Het vereenvoudigde principiële schema van deze "self-offsetting"-sensoren is getekend in figuur 6.

**Figuur 6**  
Principe-schema van een "self-off-setting" temperatuursensor



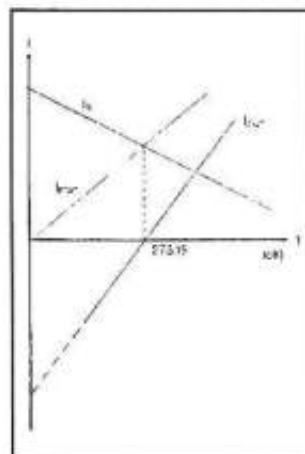
De schakeling is samengesteld uit een normale  $I_{PTAT}$ -sensor en een  $U_{be}$ -sensor. Deze  $U_{be}$  veroorzaakt door de weerstand  $R$  een stroom  $I_R$ , die daalt bij stijgende temperatuur. De schakeling levert een uitgangsstroom:

$$I_{OUT} = I_{PTAT} - I_R$$

Uit de grafieken van figuur 7 kan men afleiden dat het mogelijk is  $I_{OUT}$  gelijk aan nul te stellen bij 273,15 °K door de hellingen van  $I_R$  en  $I_{PTAT}$  een specifieke waarde te geven.

Bij 0 °C is  $I_R = I_{PTAT}$  en  $I_{OUT} = 0$ .

**Figuur 7**  
Uit deze grafieken blijkt duidelijk dat het stroomverschil  $I_{OUT}$  de Celcius-schaal volgt



Bij negatieve Celcius-temperaturen is  $I_{PTAT} < I_R$  en  $I_{OUT}$  negatief. Bij positieve Celcius-temperaturen is  $I_{PTAT} > I_R$  en  $I_{OUT}$  positief. De uitgang van zo'n "self-offsetting" sensor kan dus rechtstreeks



worden aangesloten op de analoge ingang van een ADC en er ontstaat een zeer eenvoudige digitale temperatuurmeter.

**Vaderlandse trots** Het principe van de self-offsetting sensor is in 1979 ontwikkeld aan de TH van Delft.

**Fout-compensatie** Zuiver theoretisch voldoet een PTAT-sensor aan de uitdrukking:

$$U_{PTAT} = \varphi \cdot T$$

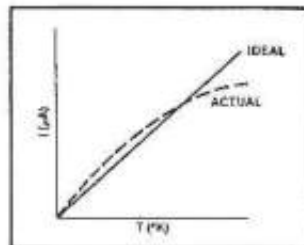
Het grafisch verband tussen de uitgangsgrootte en de absolute temperatuur zou dus een kaarsrechte lijn zijn. Zoals meestal het geval is komt ook nu van dit theoretische verband in de praktijk weinig terecht. Sterk overdreven kan men de praktische transfer-karakteristiek, zoals getekend in figuur 8, voorstellen door een gebogen lijn. Er zijn twee afwijkingen van de ideale rechte te onderscheiden.

Op de eerste plaats een fout, veroorzaakt door de spreidingen op de gevoeligheid. Een sensor met een gespecificeerde omzetting-factor van 10 mV/°K zal in de praktijk een gevoeligheid hebben die ligt tussen de 9,995 en 10,005 mV/°K. Deze spreiding veroorzaakt niet alleen een fout op de offset, maar ook een afwijking op de ideale helling van de grafiek.

Het eerste verschijnsel veroorzaakt een offset-fout, het tweede een slope-fout of ijkings-fout.

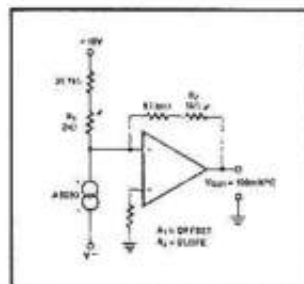
Op de tweede plaats vertoont de helling een bepaalde niet lineariteit.

**Figuur 8**  
De reële  
uitgangskarakteristiek  
van een  
PTAT-sensor  
vergeleken met de  
ideale rechte lijn

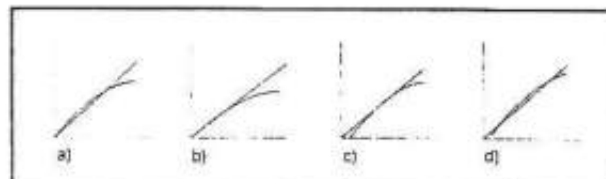


**Compenseren** De twee uitingen van de afwijkingen van de gevoeligheid kan men compenseren met het schema van figuur 9. De grafieken van figuur 10 geven de vier fasen in de afregeling.

**Figuur 9**  
Basis-schakeling  
voor het  
compenseren van de  
offset en het ijkten  
van de schakeling



**Figuur 10**  
De vier stappen in  
het afregelen van  
de schakeling van  
figuur 9



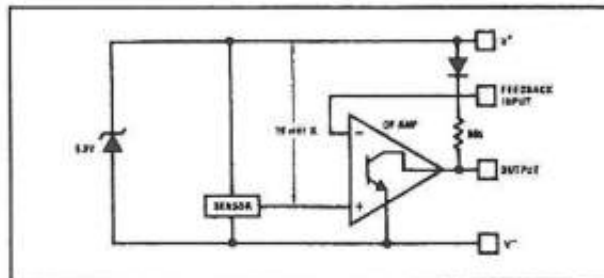
- Fase a  
De niet gecompenseerde transfer-karakteristiek.
- Fase b  
Het compenseren van de offset-fout met R1.

- Fase c  
Het compenseren van de ijkings-of slope-fout met R2.
- Fase d  
Het hernieuwd compenseren van de offset met R1.

**Opmerking** Hoewel het onmogelijk is de niet-lineariteit te compenseren zal het uit de beschreven afregelingsprocedure duidelijk zijn dat men de invloed van de niet-lineariteit in het werkzame temperatuursgebied kan minimaliseren door de doordachte selectie van twee ijkingspunten. Moet men bijvoorbeeld een digitale thermometer ontwerpen voor het gebied van  $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$  tot  $+50\text{ }^{\circ}\text{C}$ , dan kan men de fout veroorzaakt door de niet-lineariteit beperken tot ongeveer  $+0,2\text{ }^{\circ}\text{C}$  als men de praktische met de theoretische transfer-curve laat samenvallen bij  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  en  $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

**Speciale uitvoeringen** Naast de standaard PTAT- en self-offsetting-sensoren heeft men een aantal speciale schakelingen voor specifieke toepassingen ontwikkeld. De temperature-controller van figuur 11 heeft, naast de standaard sensor, een referentie spanningsbron en een operationele versterker aan boord. De niet-inverterende ingang van de op-amp is rechtstreeks verbonden met de uitgang van de sensor, de inverterende is als feedback-input beschikbaar.

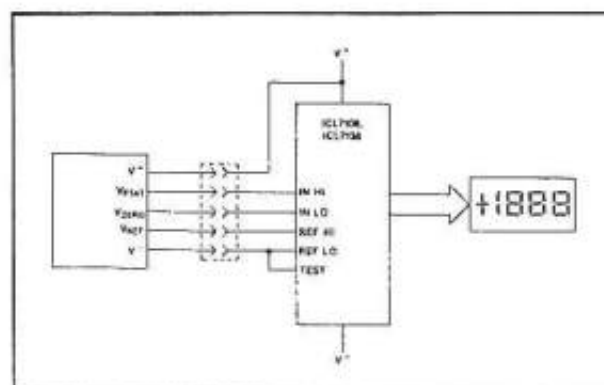
**Figuur 11**  
Het blokschema van  
een  
temperature-controller



Door deze ingang met de uitgang te verbinden ontstaat een gebufferde normale sensor. Men kan echter deze ingang met een deel van de referentie-spanning verbinden. De op-amp is dan geschakeld als comparator en de uitgang zal omklappen op het moment dat de interne  $U_{PTAT}$  gelijk wordt aan de op de inverterende ingang aangesloten referentie-spanning. De uitgang kan dan worden gebruikt voor het besturen van relais of triac's, zodat men temperatuursregelingen kan samen stellen.

Andere sensoren hebben naast de  $U_{PTAT}$ -uitgang een referentie- en zero-uitgang (figuur 12). Deze IC's kunnen zonder extra onderdeel rechtstreeks worden verbonden met de analoge ingangen van een standaard ADC-omzetter van de 7100-familie voor het opbouwen van digitale temperatuurmeters.

**Figuur 12**  
Speciale sensor voor  
directe verbinding  
met een standaard  
ADC-omzetter



## Type-beschrijving

**Inleiding** In de volgende paragraafjes worden de bekendste temperatuursensoren in het kort en praktijkgericht beschreven. Praktijkgericht, omdat met de gegeven informatie men de sensoren zonder problemen in de praktijk kan toepassen.

### LM135

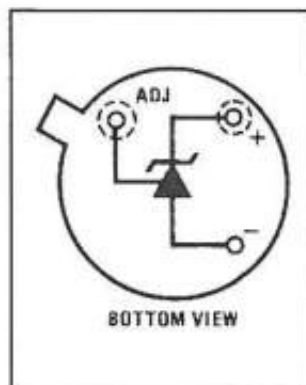
**Meetbereik** 10 mV/°K, -55 °C tot -150 °C

**Beschrijving** De LM135 is een PTAT spanningssensor met extra calibratie-ingang en een fout van minder dan 1 °C over een 100 °C bereik. Deze sensor moet als een gewone zener-diode middels een voorschakelweerstand met de voedingsspanning worden verbonden.

**Technische gegevens**

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-46
- aansluitgegevens: figuur 13
- maximale stroom: 15 mA
- temperatuurgebied: -55 °C tot +150 °C continu, tot +200 °C intermitterend
- gevoeligheid: +10 mV/°C
- spreiding bij 25 °C: 2,95 V tot 3,01 V
- fout, niet afgeregeld: 5 °C maximaal
- fout, afgeregeld bij +25 °C: 1,5 °C maximaal
- niet-lineariteit: 1 °C maximaal
- $U_{\text{uit}}$  bij  $0,5 \text{ mA} < I < 5 \text{ mA}$ : 10 mV maximaal
- dynamische impedantie: 0,5  $\Omega$
- tijdconstante in lucht: 80 s
- stabiliteit: 0,2 °C/1000 uur

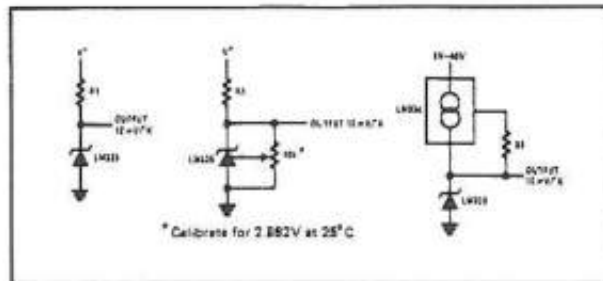
**Figuur 13**  
Aansluitgegevens  
van de LM135



**Opmerking** Van dit type bestaat een geselecteerde versie LM135A met als afwijkingen een niet-lineariteit van maximaal 0,5 %, een ongecalibreerde fout van maximaal 2,7 °C, een gecaliibreerde fout van 1 °C en een spreiding bij 25 °C van 2,97 V tot 2,99 V.

**Voorbeeldschakelingen** In figuur 14 zijn de basisschakelingen getekend, links de meest eenvoudige toepassing, midden een calibratie-uitbreiding en rechts met extra stroombron voor toepassingen waar hoge voedingsspanning ter beschikking staat.

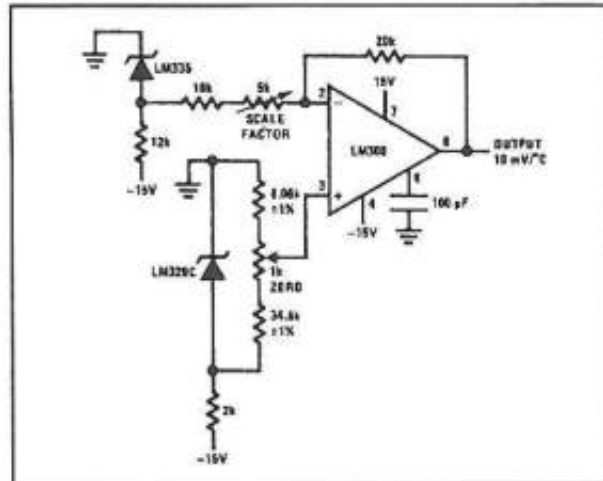
**Figuur 14**  
**Basisschakelingen**



### Offset-compensatie voor Celcius-schaal

In figuur 15 is getekend hoe men de offset kan compenseren voor het bereiken van een Celcius-schaal.

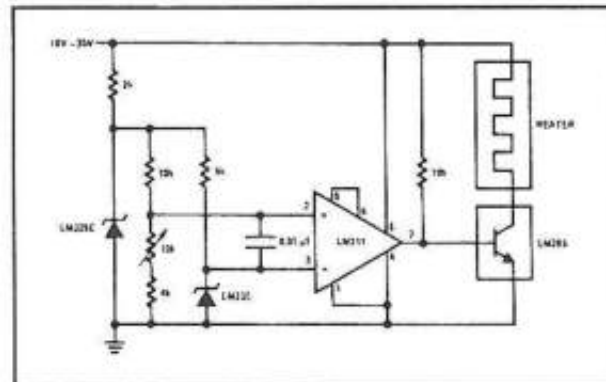
**Figuur 15**  
Schakeling met  
Celcius-uitgang



**Temperatuur-  
regelaar**

Een temperatuur-regelaar met operationele versterker als comparator en aan-uit besturing van het verwarmingselement is getekend in figuur 16.

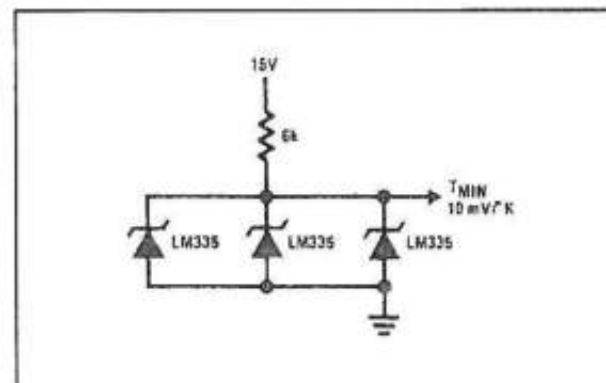
**Figuur 16**  
Temperatuur-regelaar  
met  
AAN/UIT-besturing



**Minimum  
temperatuurmeter**

Figuur 17 geeft een minimum temperatuurmeter. De uitgang wordt gelijk aan de  $U_{PTAT}$  van de koudste sensor.

**Figuur 17**  
Meten van een  
minimale temperatuur

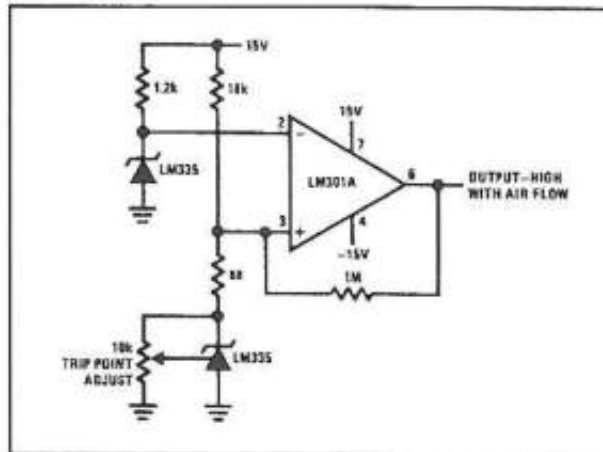




**Luchtsnelheids-detector**

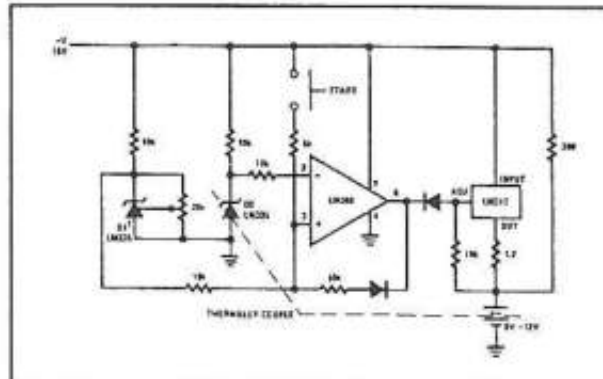
In figuur 18 is een luchtsnelheidsdetector voorgesteld. In absoluut windstille omstandigheden wordt de 10 kΩ potentiometer afgeregeld op het net niet aanslaan van de comparator. Door de snelheid van de wind gaat de sensor (die iets opwarmt door het vloeien van de stroom) afkoelen en wordt de uitgang van de schakeling "H".

**Figuur 18**  
Luchtsnelheids-detector

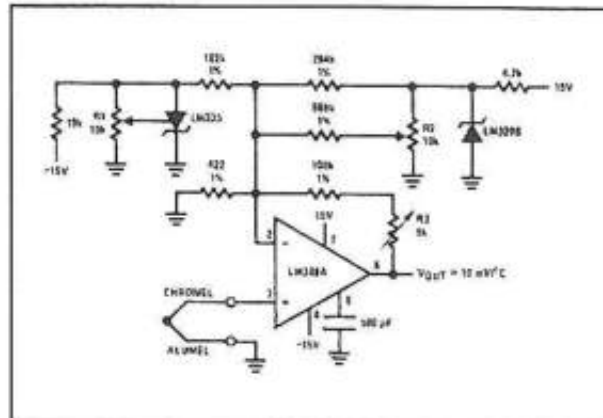
**Automatische laadschakeling**

Figuur 19 geeft een automatische laadschakeling voor NiCad-accumulatoren. De schakeling detecteert het opwarmen van de accu en zal de lading beëindigen als de accu ongeveer 5 °C warmer wordt dan de omgeving. De omgevingstemperatuur sensor D1 wordt afgeregeld op een 50 mV grotere uitgangsspanning dan de accusensor D2, dit natuurlijk bij niet ladende en tot de kamertemperatuur opgewarmde accu.

**Figuur 19**  
Automatische laadschakeling



**Figuur 20**  
Thermo-koppel schakeling

**Koude-las compensatie bij thermo-koppel**

Een koude-las compensatie bij thermo-koppel metingen is voorgesteld in figuur 20. Vervang het thermo-koppel door een gelijkspanning en regel R3 af op een spanningsversterking van 245,7. Sluit

de uitgang van de LM329 en niet-inverterende ingang van de op-amp kort naar de massa. Regel R1 af op een uitgangsspanning van 2,982 V bij +25 °C. Verwijder de kortsluiting van de LM329 en regel R2 af op 246 mV bij dezelfde temperatuur. Verwijder de kortsluiting over het thermo-koppel.

## LM235

**Meetbereik** 10 mV /°K, -40 °C tot +125 °C

**Beschrijving** De LM235 is vergelijkbaar met de LM135, maar heeft een beperkt werkingsgebied van -40 °C tot +124 °C continu en tot +150 °C intermitterend.  
Voor de overige gegevens en toepassingen wordt verwezen naar de LM135.

**Opmerking** Van dit type bestaat een LM235A versie, zie de LM135A voor de afwijkende gegevens.

## LM335

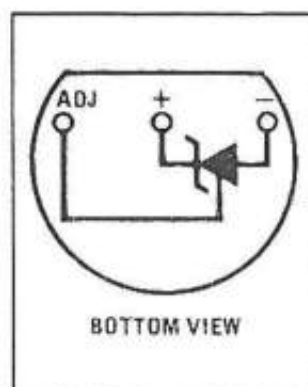
**Meetbereik** 10 mV/°K, -40 °C tot +100 °C

**Beschrijving** De LM335 is een goedkope uitvoering van de LM135 met minder goede specificaties en andere behuizing.

**Technische gegevens**

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-46, TO-92
- aansluitgegevens: figuur 21
- maximale stroom: 15 mA
- temperatuurgebied: -40 °C tot +100°C continu, +125 °C intermitterend
- gevoeligheid: +10 mV/°K
- spreiding bij 25°C: 2,92 V tot 3,04 V
- fout, niet afgeregeld: 9 °C maximaal
- fout, afgeregeld bij +25 °C: 2 °C maximaal
- niet-lineariteit: 1,5 °C maximaal
- $U_{uit}$  bij 0,5 mA < I < 5 mA: 14 mV maximaal
- dynamische impedantie: 0,6  $\Omega$
- tijdconstante in lucht: 80 s
- stabiliteit: 0,2 °C/1000 uur

**Figuur 21**  
Aansluitgegevens



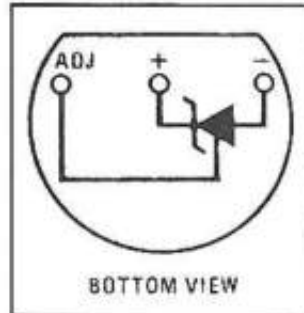
- Opmerkingen** Geselecteerde exemplaren worden aangeboden als LM335A met maximale ongecalibreerde afwijking van 5 °C, na afregeling maximaal 1 °C en spreiding bij 25 °C van 2,95 V tot 3,01 V.

## TDC0135

- Beschrijving** De TDC0135 is een door Thomson Semiconductors gemaakt equivalent van de LM135, echter met afwijkende behuizing.

- Technische gegevens**
- fabrikant: Thomson Semiconductors
  - behuizing: TO-92
  - aansluitgegevens: figuur 22

**Figuur 22**  
Aansluitgegevens  
van de TDC0135



- Opmerking** Voor de overige gegevens en voorbeeldschakelingen wordt verwezen naar de LM135.

## LM3911

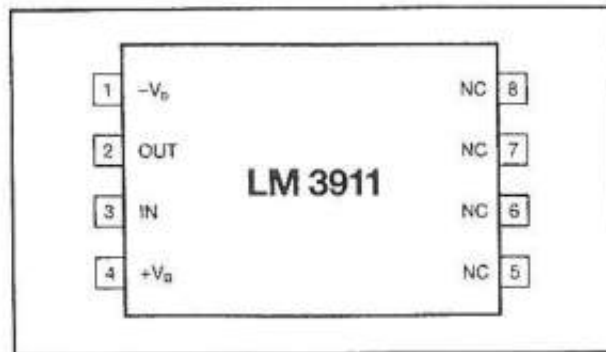
- Meetbereik** 10 mV/K, -25 °C tot +85 °C

- Beschrijving** De LM3911 is een temperatuurregelaar met ingebouwde PTAT spanningssensor, temperatuurgecompenseerde shuntstabilisator, operationele versterker en transistor eindtrap. Deze chip kan dus gebruikt worden voor thermostatische toepassingen.

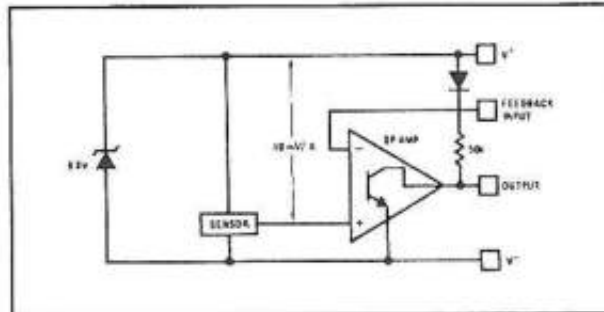
- Technische gegevens**
- fabrikant: National Semiconductor
  - behuizing: DIL-8, TO-46
  - aansluitgegevens: figuur 23
  - maximale stroom: 10 mA
  - maximale spanning: +36 V
  - maximale feedback-spanning: +7 V
  - stabilisator spanning (1 mA - 5 mA): 6,55 tot 7,25 V
  - stabilisator stabiliteit: 85 mV maximaal
  - stabilisator impedantie: 3,0 Ω
  - stabilisator ruis-spanning: 30 μV
  - sensor temperatuurgebied: -25 °C tot +85 °C
  - sensor gevoeligheid: +10 mV/°K
  - sensor spreiding bij 25 °C: 2,88 V tot 3,08 V
  - sensor fout, niet afgeregeld: +/-10 °C
  - sensor niet-lineariteit: 2 % maximaal
  - sensor stabiliteit: 0,3 %
  - op-amp ingangsstroom: 150 nA maximaal
  - op-amp versterking: 2.500 min.

- op-amp sink-stroom: 5 mA maximaal
- intern blokschema: figuur 24

**Figuur 23**  
Aansluitgegevens  
van de LM3911



**Figuur 24**  
Intern blokschema  
van de LM3911



### Opmerkingen

Hoewel de uitgangstrap in principe veel meer stroom kan verwerken wordt niet aangeraden de trap met meer dan 5 mA te belasten, omdat de opwarming van het IC problemen veroorzaakt vanwege de ingebouwde temperatuursensor! Een voedingsstroom van 1 mA en een belastingsstroom van de op-amp van 5 mA veroorzaken reeds een temperatuursverhoging van 19 °C. Het is dus van belang het IC zo min mogelijk te belasten.

Bij het detecteren van oppervlaktetemperaturen wordt aanbevolen de rechter kant van de DIL-behuizing thermisch te koppelen aan het object waarvan men de temperatuur wil bewaken. De vier rechter pennen zijn intern niet verbonden.

### Basisschema's

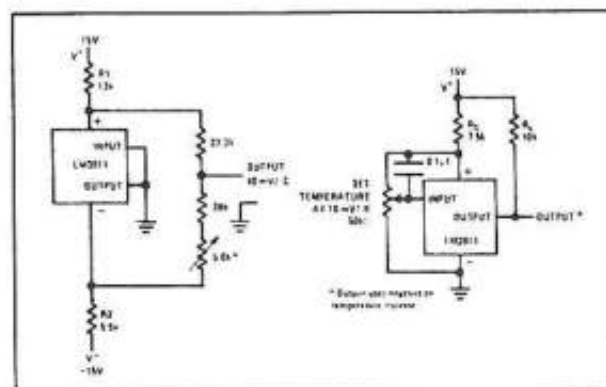
In figuur 25 zijn de basis-schema's rond de LM3911 voorgesteld, links als offset-gecompenseerde Celcius-thermometer, rechts als temperatuurregelaar. Waarde van de weerstanden:

$$R1 = 1.000 \cdot [V^+ - 3 \text{ V}]$$

$$R2 = 500 \cdot [V^- - 4 \text{ V}]$$

$$R3 = [V^+ - 6,8 \text{ V}] \text{ k}\Omega$$

**Figuur 25**  
Basisschakelingen  
met de LM3911



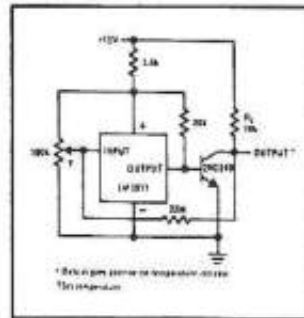
### Een thermostaat systeem

In figuur 26 is een temperatuurregelsysteem met hysteresis op het inschakelpunt getekend, waardoor het relais dat met de uitgang



verbonden is niet kan klapperen. De grootte van de hysteresis wordt ingesteld met de potentiometer van 100 kΩ.

**Figuur 26**  
Een thermostaat  
systeem met  
hysteresis

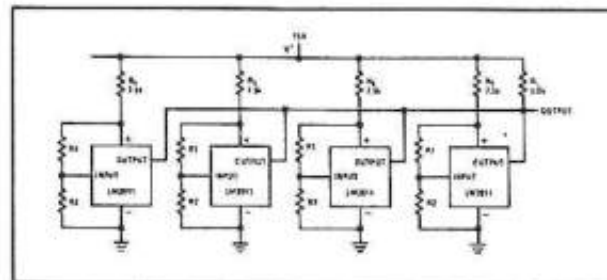


### Maximum detector

In figuur 27 is een systeem getekend, waarmee men de maximale temperatuur van een aantal detectoren kan meten. Een aantal parallel geschakelde IC's, ieder in een andere ruimte opgesteld, worden parallel geschakeld. De uitgang gaat naar "L" als een van de detectoren warmer wordt dan de met behulp van de weerstanden ingestelde drempel. De omslag-temperatuur wordt bepaald door:

$$T_{\text{off}} = R1 / [R1 + R2]$$

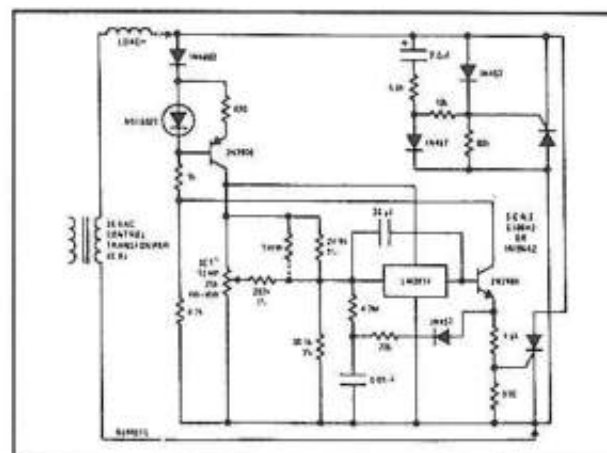
**Figuur 27**  
Detecteren van een  
maximale  
temperatuur



### Thermostaat regeling voor CV

In figuur 28 is een thermostaat-regeling voor gasgestookte centrale verwarmingen getekend. Men kan de twee thyristoren in de buurt van de sensor monteren waardoor een anticipatie regeling ontstaat, vergelijkbaar met de gloeidraad regeling in de normale thermostaten.

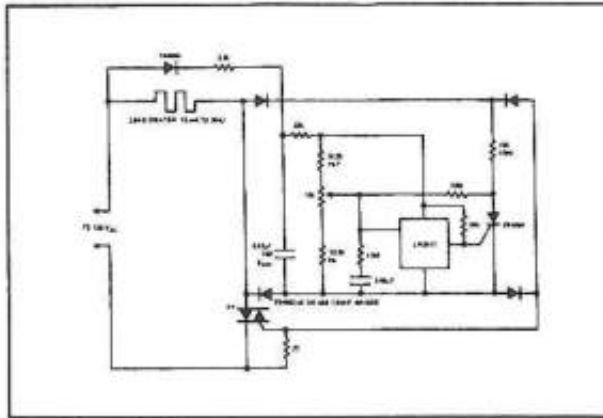
**Figuur 28**  
Thermostaat-regeling  
voor CV-ketel



### Regeling voor foto baden

In figuur 29 is een schakeling gegeven waarmee men foto baden op temperatuur kan houden. Het schema gaat uit van 120 V wisselspanning, voor 230 V zal men de waarde van de weerstand van 3,3 kΩ in serie met de gelijkrichtdiode moeten verhogen. De spanningsdeler is berekend voor een temperatuurbereik van 0 °C tot +125 °C.

**Figuur 29**  
Vloeistof  
verwarmingsregeling



## LM35

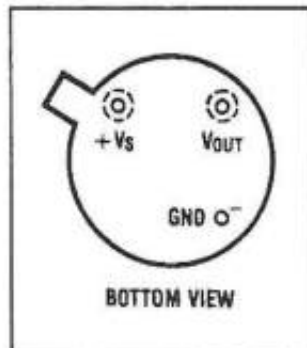
**Meetbereik** 10 mV/°C, -55 °C tot +150 °C

**Beschrijving** De LM35 is een Celcius-sensor met interne ijking tot op +/-3/4 °C over het volledige temperatuurgebied en met een eigen stroomopname van slechts 60 µA, zodat de nauwkeurigheid niet wordt beïnvloed door opwarming van de chip.

**Technische gegevens**

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-46
- aansluitgegevens: figuur 30
- voedingsspanning: -0,2 V tot +35 V
- temperatuurgebied: -55 °C tot +150 °C
- gevoeligheid: +10 mV/°C
- spreiding: 9,8 mV/°C tot 10,2 mV/°C
- nauwkeurigheid: +/-0,4 °C tot +/-1,5 °C
- niet-lineariteit: 0,5 °C maximaal
- stabiliteit: 0,08 °C/1000 uur
- uitgangs-impedantie: 0,1 Ω
- eigen opwarming: 0,08 °C in open lucht

**Figuur 30**  
Aansluitgegevens  
van de LM35

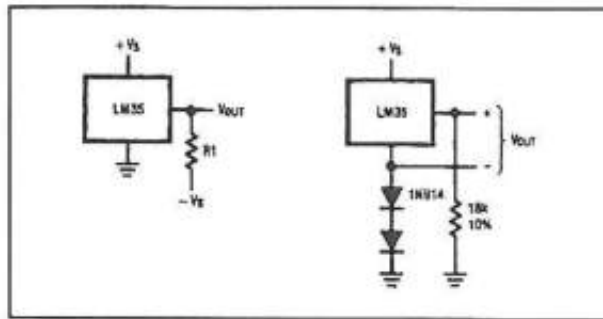


**Opmerking** Van dit type wordt een LM35A uitvoering aangeboden met de volgende afwijkingen:

- nauwkeurigheid: +/-1 °C maximaal
- spreiding: 9,9 mV/°C tot 10,1 mV/°C
- niet-lineariteit: 0,35 °C maximaal

**Basisschema's** In figuur 31 zijn de basisschema voor een temperatuurmeter over het volledige bereik getekend, links met symmetrische en rechts met asymmetrische voeding.

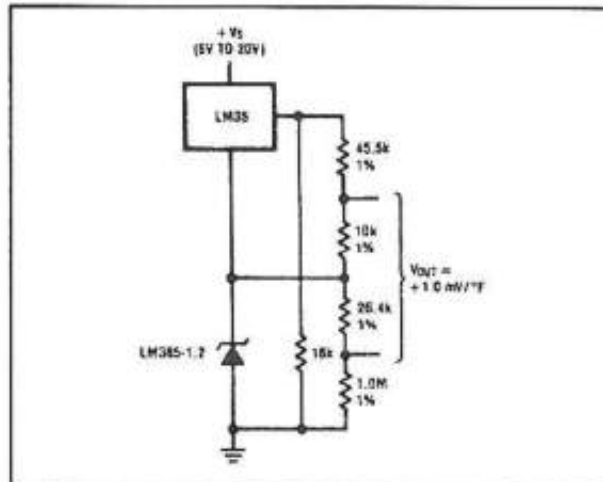
**Figuur 31**  
Basisschema's rond  
de LM35



**Thermometer met  
Fahrenheit-schaal**

In figuur 32 is het schema getekend waarmee men de LM35 een in graden Fahrenheit geijekte uitgangsspanning kan laten genereren.

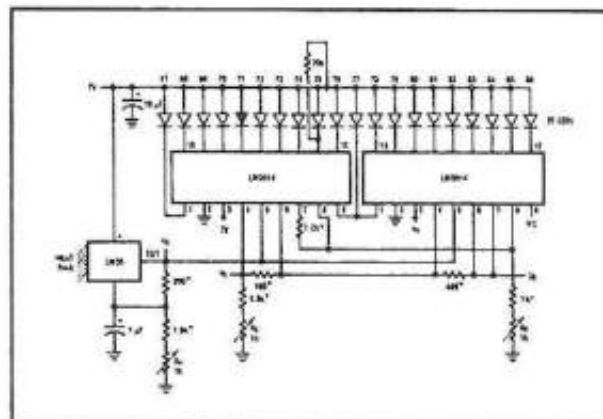
**Figuur 32**  
Thermometer met  
Fahrenheit-schaal



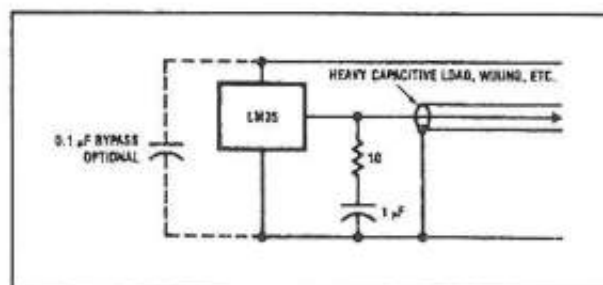
**Temperatuur-meter  
met LED-schaal**

Figuur 33 geeft het schema van een temperatuur-meter met LED-schaal. Regel Rb af op  $U_B = 3,075 \text{ V}$ , Rc op  $U_C = 1,955 \text{ V}$  en Ra voor  $U_A = 0,075 \text{ V} + 100 \text{ mV/}^\circ\text{C} \times \text{omgevingstemperatuur}$ .

**Figuur 33**  
Temperatuur-meter  
met LED-schaal



**Figuur 34**  
Capacitieve belasting



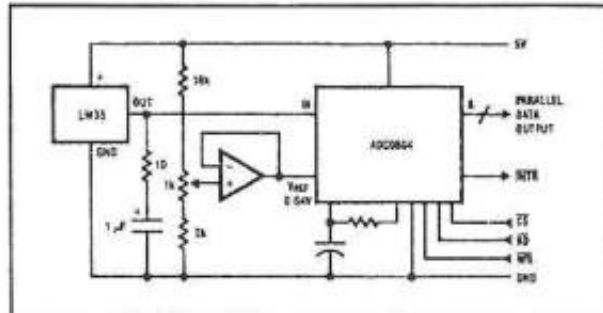
**Capacitieve  
belasting**

Als de LM35 zwaar capacitief belast wordt, moet men het schema van figuur 34 toepassen. Dit is van belang als het IC door middel

van een lange leiding met de rest van de schakeling wordt verbonden.

**Computer interface** In figuur 35 is een ingangsschakeling getekend voor het inlezen van temperaturen in een computer. Het bereik gaat tot  $+128\text{ }^{\circ}\text{C}$ , de uitgangen zijn tri-state en kunnen rechtstreeks op de data-bus van de computer worden aangesloten.

**Figuur 35**  
Computer interface



## LM35C

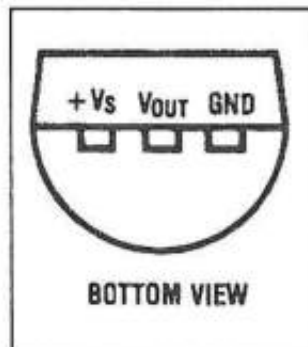
**Meetbereik**  $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ ,  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  tot  $+110\text{ }^{\circ}\text{C}$

**Beschrijving** De LM35C is een goedkope uitvoering van de LM35 in afwijkende behuizing en met minder goede karakteristieken.

**Technische gegevens**

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-92
- aansluitgegevens: figuur 36
- temperatuurbereik:  $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$  tot  $+110\text{ }^{\circ}\text{C}$
- gevoeligheid:  $+10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$
- nauwkeurigheid:  $\pm 0,6\text{ }^{\circ}\text{C}$  tot  $\pm 2,0\text{ }^{\circ}\text{C}$

**Figuur 36**  
Aansluitgegevens  
van de LM35C,  
LM35D en LM34



**Opmerking** Van dit type wordt een LM35CA uitvoering op de markt gebracht met een maximale fout van  $\pm 1,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ , een niet-lineariteit van maximaal  $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$  en een spreiding van  $9,9\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$  tot  $10,1\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ .

## LM35D

**Meetbereik**  $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ ,  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  tot  $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$

**Beschrijving** Volledig vergelijkbaar met de LM35C, maar met beperkter temperatuurbereik.



## LM34

**Meetbereik** 10 mV/°F, -50 °F tot +300 °F

**Beschrijving** Dit IC is volledig vergelijkbaar met de LM35, maar intern gecompenseerd voor een Fahrenheit-verdeling. Geselecteerde IC's worden geleverd als LM34A, vergelijkbaar met LM35A.

## LM34C

**Meetbereik** 10 mV/°F, -40 °F tot +230 °F

**Beschrijving** Vergelijkbaar met LM35C, maar met Fahrenheit-uitgang. Geselecteerde modellen als LM34CA, vergelijkbaar met LM35CA.

## AD590M

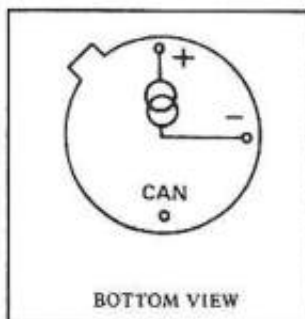
**Meetbereik** 1  $\mu$ A/°K, -55 °C tot +150 °C

**Beschrijving** De AD590M is een temperatuur-afhankelijke stroombron volgens het PTAT-principe, intern lasergetrimd op een maximale onnauwkeurigheid van  $\pm 1,7$  °C.

**Technische gegevens**

- fabrikant: diverse
- behuizing: TO-52
- aansluitgegevens: figuur 37
- voedingsspanning: +4 V tot +30 V
- temperatuurgebied: -55 °C tot +150 °C
- gevoeligheid: 1  $\mu$ A/°K
- fout, niet afgeregeld:  $\pm 1,7$  °C maximaal
- fout, afgeregeld bij +25°C:  $\pm 1,0$  °C maximaal
- niet-lineariteit: +0,3 °C maximaal
- uitgangs-impedantie: > 10 M $\Omega$

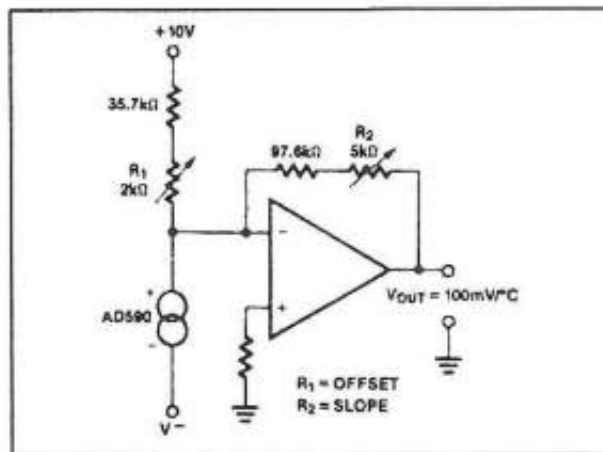
**Figuur 37**  
Aansluitgegevens  
van de AD590M



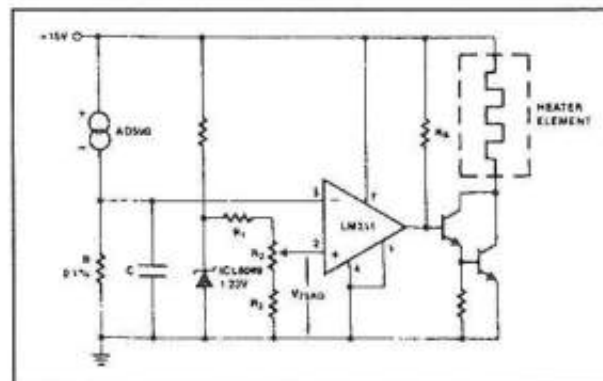
**Standaardschema** In figuur 38 is het standaardschema getekend voor een Celcius-uitgang met externe afregeling voor offset en slope.

**Thermostaat regeling** Figuur 39 geeft het schema van een aan/uit temperatuurregeling met LM311 als comparator en darlington als vermogenstrap. Voor een Celcius-schaal wordt de waarde van R gelijk aan 1 k $\Omega$ . Met R2 kan men de inschakeltemperatuur instellen.

**Figuur 38**  
Standaard-schema

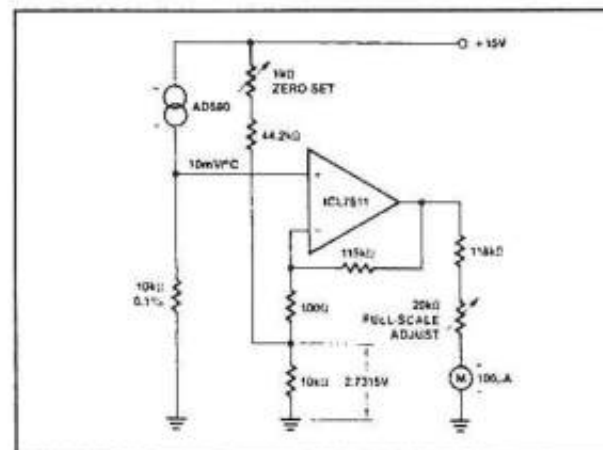


**Figuur 39**  
Thermostaat regeling

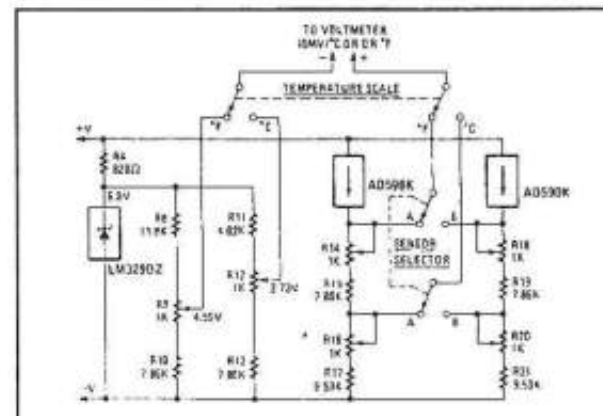


**Analoge meter** Figuur 40 geeft het schema van een analoge temperatuurmeter met Celcius-schaal voor asymmetrische voedingsspanning, een bereik van 0 °C tot 100 °C en een fout van 0,5 %.

**Figuur 40**  
Analoge meter



**Figuur 41**  
Digitale meter



**Digitaal meten** Figuur 41 geeft het schema van een voorschakel module voor het meten van temperaturen op een digitale universeelmeter met een bereik van 199,9 mV. De schakeling kan worden omgeschakeld tussen °C- en °F-uittezing en heeft twee sensoren.

## AD590L

**Meetbereik** 1  $\mu\text{A}/^\circ\text{K}$ , -55 °C tot +150 °C

**Beschrijving** Identiek aan AD590M, maar met minder goede specificaties. Zie de AD590M, behalve niet afgeregelde maximale fout van  $\pm 3,0$  °C, afgeregelde fout van maximaal  $\pm 1,6$  °C en niet-lineariteit van maximaal  $\pm 0,4$  °C.

## AD590K

**Meetbereik** 1  $\mu\text{A}/^\circ\text{K}$ , -55 °C tot +150 °C

**Beschrijving** Identiek aan AD590M, maar met minder goede specificaties. Zie de AD590M, behalve niet afgeregelde maximale fout van  $\pm 5,5$  °C, afgeregelde fout van maximaal  $\pm 2,0$  °C en niet-lineariteit van maximaal  $\pm 0,8$  °C.

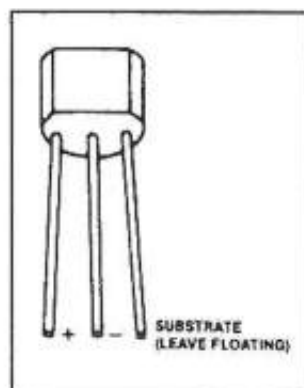
## AD590J

**Meetbereik** 1  $\mu\text{A}/^\circ\text{K}$ , 0 °C tot +70 °C

**Beschrijving** Goedkope uitvoering van de AD590M, met afwijkende specificaties en andere behuizing.

- Technische gegevens
- fabrikant: diverse
- behuizing: TO-92
- aansluitgegevens: figuur 42
- fout, niet afgeregeld:  $\pm 10,0$  °C maximaal
- fout, afgeregeld bij +25 °C:  $\pm 3,0$  °C maximaal
- niet-lineariteit:  $\pm 1,5$  °C maximaal

**Figuur 42**  
Aansluitgegevens  
van de AD590J en  
AD590I



**Opmerking** Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de AD590M.

## AD590I

**Meetbereik** 1  $\mu\text{A}/^\circ\text{K}$ , 0  $^\circ\text{C}$  tot +70  $^\circ\text{C}$

**Beschrijving** Dit is de allerslechtste versie van de AD 590-familie in TO-92 behuizing met maximaal niet afgeregelde fout van  $\pm 20,0$   $^\circ\text{C}$ , maximaal afgeregelde fout van  $\pm 5,8$   $^\circ\text{C}$  en maximale niet-lineariteit van  $\pm 3,0$   $^\circ\text{C}$ .

**Opmerking** Zie voor de overige gegevens zie de AD590A en de AD590J voor de aansluitgegevens.

## AD592A

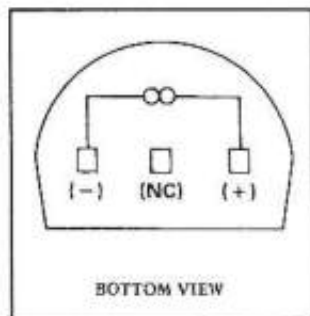
**Meetbereik** 1  $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$ , -25  $^\circ\text{C}$  tot +105  $^\circ\text{C}$

**Beschrijving** De AD592A is een temperatuursafhankelijke stroombron volgens het PTAT-principe met een basisnauwkeurigheid van 3,0  $^\circ\text{C}$  en een niet-lineariteit van 0,35  $^\circ\text{C}$ .

**Technische gegevens**

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: TO-92
- aansluitgegevens: figuur 43
- voedingsspanning: +4 V tot +30 V
- temperatuurbereik: -25  $^\circ\text{C}$  tot +105  $^\circ\text{C}$
- fout, niet afgeregeld: 3,0  $^\circ\text{C}$  maximaal
- fout, afgeregeld: 1,5  $^\circ\text{C}$  maximaal
- niet-lineariteit: 0,35  $^\circ\text{C}$  maximaal
- gevoeligheid: 1  $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$

**Figuur 43**  
Aansluitgegevens  
van de AD592A



**Opmerkingen** Van dit type wordt een AD592B versie aangeboden, met als afwijkingen maximale niet afgeregelde fout van 1,5  $^\circ\text{C}$ , maximale afgeregelde fout van 0,7  $^\circ\text{C}$  en een niet-lineariteit van maximaal 0,25  $^\circ\text{C}$ .

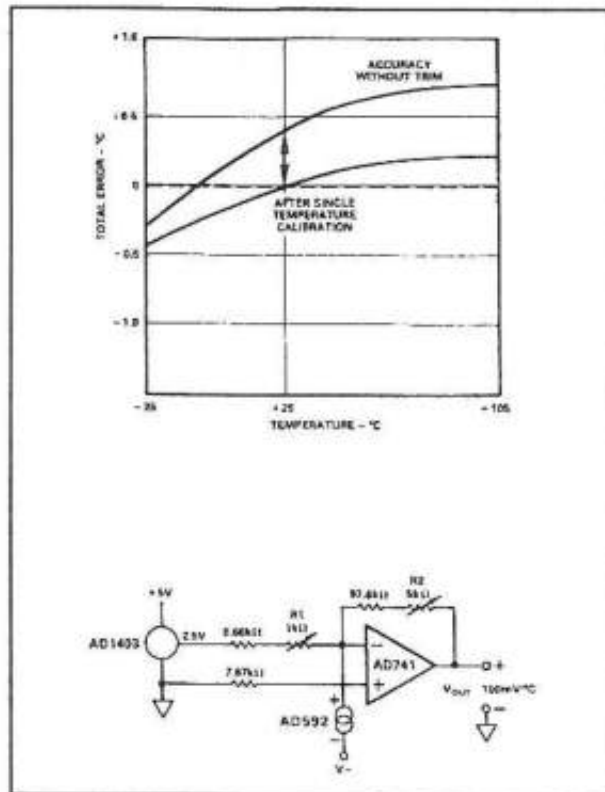
De AD592C heeft dezelfde gegevens met respectievelijk 0,8  $^\circ\text{C}$ , 0,3  $^\circ\text{C}$  en 0,15  $^\circ\text{C}$ .

**Basisschema** In figuur 44 is het basisschema getekend, met offset- en slope-trimmers en effecten van deze afregelingen op de nauwkeurigheid.

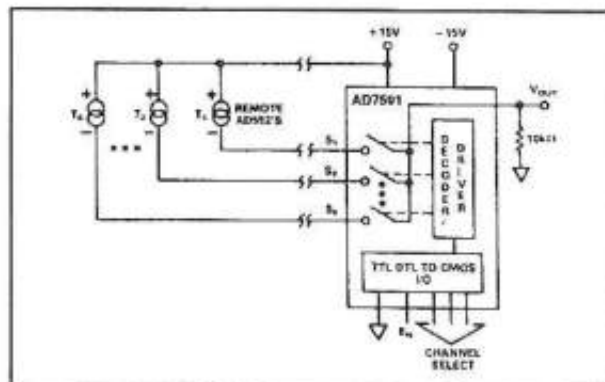
**Temperaturen multiplexen** Verschillende sensoren kunnen, volgens figuur 45, met lange leidingen aangesloten worden op een analoge multiplexer en via de binaire code op de channel-select ingangen met de belastingsweerstand van 10 k $\Omega$  worden verbonden.



**Figuur 44**  
Basisschema



**Figuur 45**  
Temperaturen  
multiplexen



## ICL8073LI

**Meetbereik** 1,0 mV/°C of /°K, -25 °C tot +85 °C

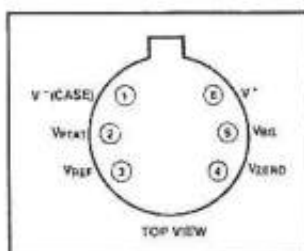
**Beschrijving** De ICL8073LI is een temperatuursensor met spanningsuitgang volgens de PTAT-wet, maar met extra  $U_{ZERO}$  uitgang voor automatische offset-compensatie en 100 mV referentie uitgang. Dit IC is speciaal ontwikkeld voor het samenstellen van digitale temperatuurmeters in combinatie met de standaard-familie van 710.. ADC's.

**Technische gegevens**

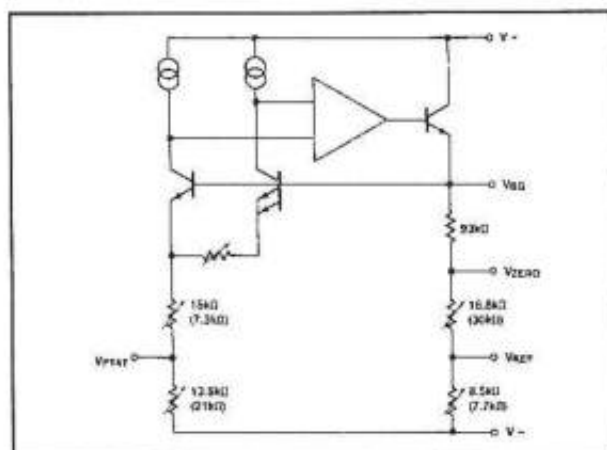
- fabrikant: Intersil
- behuizing: TO-71
- aansluitgegevens: figuur 46
- intern blokschema: figuur 47
- voedingsspanning: +2,7 V tot +30 V
- temperatuurbereik: -25 °C tot +85 °C
- fout: +/-1 °C
- niet-lineariteit: +/-0,5 °C

- gevoeligheid: 1,0 mV/°K of 1,0 mV/°C
- $U_{ZERO}$ : 273,15 mV
- $U_{REF}$ : 100 mV
- stabiliteit: 20 ppm/maand

**Figuur 46**  
Aansluitgegevens  
van de ICL8073 en  
de ICL8074



**Figuur 47**  
Intern blokschema  
van de ICL-chip's



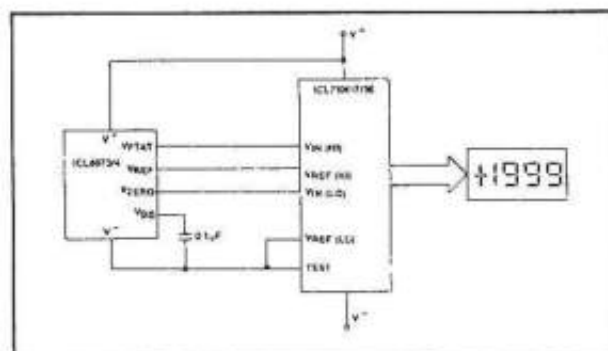
**Opmerking** Van dit IC worden een aantal uitvoeringen in de handel gebracht, die alleen van elkaar verschillen in fout en niet-lineariteit:

- ICL8073KI:  $\pm 1,5^{\circ}\text{C}$  -  $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$
- ICL8073JI:  $\pm 3,0^{\circ}\text{C}$  -  $\pm 1,0^{\circ}\text{C}$
- ICL8073II:  $\pm 5,0^{\circ}\text{C}$  -  $\pm 1,5^{\circ}\text{C}$

### Standaard schakeling

Figuur 48 geeft de standaard schakeling van de sensor in combinatie met een 7106 of 7107 ADC met drie-en-half digit uitlezing.

**Figuur 48**  
Een eenvoudige  
digitale  
temperatuurmeter

**ICL8073LM**

**Meetbereik** 1,0 mV/°K of /°C, -55 °C tot +125 °C

### Beschrijving

Volledig identiek aan de ICL8073LI, maar met uitgebreid temperatuurbereik. Van dit IC bestaan dezelfde versies, met identieke nauwkeurigheden en niet-lineariteiten.  
Zie voor een beschrijving de ICL8073LI.

## ICL8074-familie

**Meetbereik** 1,5 mV/°K of /°F

**Beschrijving** Deze reeks is identiek aan de ICL8073 familie, maar met  $U_{ZERO}$  en gevoeligheid aangepast aan een Fahrenheit-uitlezing. Enige verschillen zijn dus:

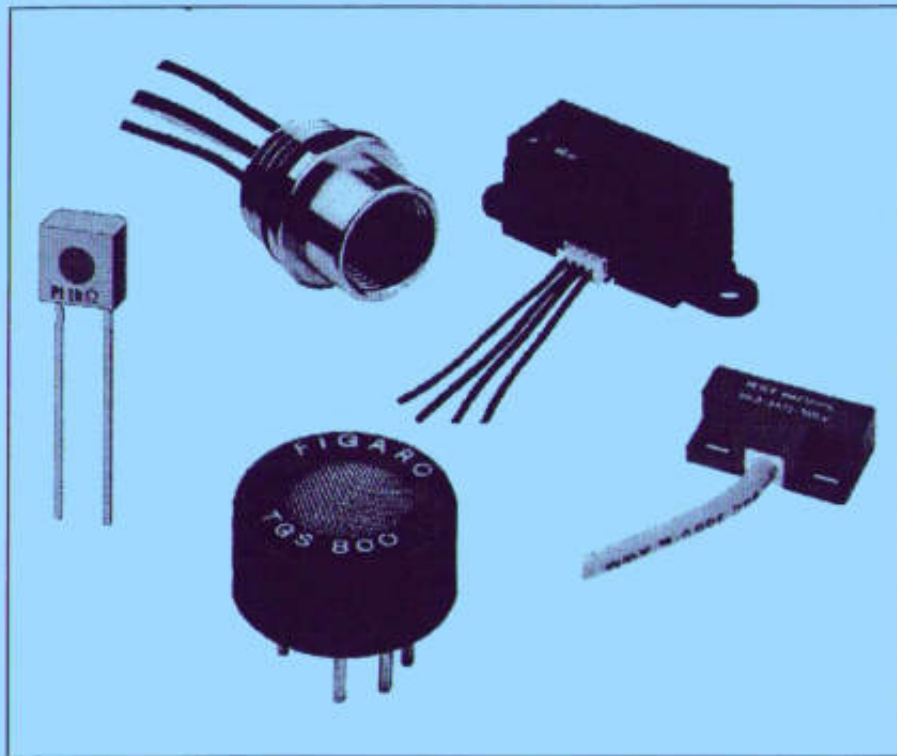
- $U_{ZERO}$ : 383,06 mV
- gevoeligheid: 1,5 mV/°K

Zie de ICL8073-serie voor nadere gegevens.





# Groot elektronische sensoren boek



**Deel 6**  
**Thermokoppel versterkers**



## Inleiding

### Als de temperatuur sensoren het laten afweten...

Voor het nauwkeurig elektronisch meten van temperaturen worden diverse uitstekende geïntegreerde schakelingen aangeboden. De vraag kan dan ook gesteld worden waarom men tegenwoordig zou terug grijpen op de in principe ouderwetse methode van thermokoppels. Het antwoord op deze vraag is zeer eenvoudig. De geïntegreerde temperatuursensoren werken in een zeer beperkt temperatuurgebied, dat zelfs bij de meest breeddenkende IC's niet verder gaat dan van ongeveer  $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$  tot ongeveer  $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$ . In de industrie wordt men echter vaak geconfronteerd met procestemperaturen tussen  $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$  en  $+1.000\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Wilt men deze temperaturen meten en regelen, dan zal men dus wel gebruik moeten maken van thermokoppels, die niet alleen in staat zijn dergelijke temperaturen goed te verdragen, maar ook nauwkeurig te meten.

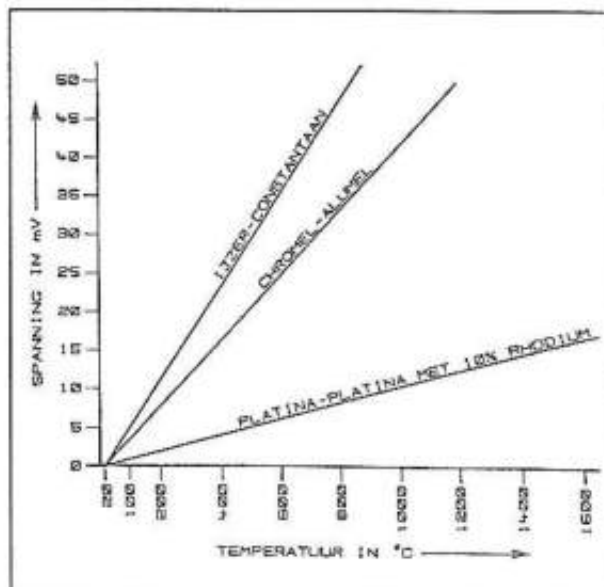
### Het principe van een thermokoppel

Een thermokoppel bestaat uit twee star aan elkaar verbonden draden die vervaardigd zijn uit twee verschillende metalen of metaallegeringen. Door het verschillend aantal vrije elektronen in de buitenste elektronenschillen ontstaat een potentiaal verschil op de plaats waar de twee metalen star aan elkaar bevestigd zijn. Dit potentiaal verschil uit onder de vorm van een zeer kleine spanning in het  $\mu\text{V}$ -bereik, die tussen de twee draden van het thermokoppel gemeten kan worden.

Dit verschijnsel is in de fysica bekend onder de naam "**Seebeck-EMK**".

De grootte van deze spanning is niet alleen afhankelijk van de twee legeringen waaruit de draden getrokken zijn, maar ook van de temperatuur. Het verband tussen temperatuur en de spanning over het thermokoppel is zelfs zeer lineair over een groot temperatuurbereik. Zie als voorbeeld de grafiek van figuur 1, waarin dit verband is uitgezet voor drie verschillende soorten thermokoppels.

**Figuur 1**  
Het verband tussen temperatuur en uitgangsspanning voor een aantal thermokoppels



Op deze manier kan men vrij nauwkeurig zeer hoge en zeer lage temperaturen meten.

### Soorten thermokoppels

Door het toepassen van speciale legeringen voor de twee draden van het thermokoppel kan men het verband tussen de koppelspan-

ning en de temperatuur verder lineariseren. Bovendien kan men door de keuze van geschikte combinaties van legeringen de waarde van de spanning zo hoog mogelijk opvoeren.

In de praktijk hebben zich vier combinaties als praktisch bruikbaar ontwikkeld:

- koper-constantaan;
- chromel-alumel;
- ijzer-constantaan;
- chromel-constantaan.

De specificaties van deze vier bruikbare thermokoppels zijn samengevat in figuur 2.

**Figuur 2**  
De specificaties van vier in de praktijk bruikbare thermokoppel verbindingen

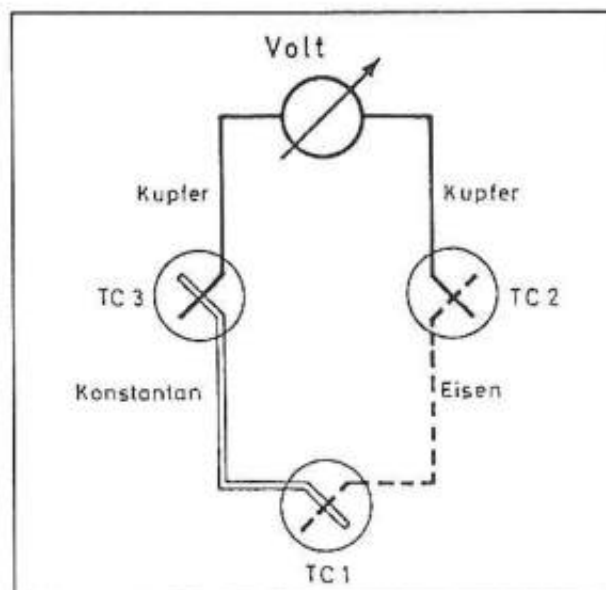
LEGERINGEN	TEMPERATUURBEREIK (°C)	SPANNING (µV/°C)	ANSI-CODE
KOPER-CONSTANTAAN	-184 tot +400	44,5	T
CHROMEL-ALUMEL	-184 tot +1.260	40,4	K
IJZER-CONSTANTAAN	-184 tot +760	51,7	J
CHROMEL-CONSTANTAAN	0 tot +982	76,4	E

De ANSI-codes T, K, J en E zijn internationaal gestandaardiseerd en worden overal in de industrie gebruikt. Men spreekt dan ook in de praktijk bijvoorbeeld van een type-K thermokoppel.

#### Het koude-las probleem

Bij het praktisch toepassen van een thermokoppel doet zich echter een enorm groot probleem voor. De twee draden van het thermokoppel moeten met "iets" verbonden worden. Dat "iets" is steeds een meet- en/of versterkerschakeling. De ingangen van deze schakeling bestaan steeds uit twee contactpunten van koper. Als men de twee draden van het thermokoppel star met deze koperen punten verbindt, dan ontstaan uiteraard op deze plaatsen twee nieuwe thermokoppels! Deze situatie is geschetst in figuur 3.

**Figuur 3**  
Het probleem van de koude lassen schematisch toegelicht



Zoals uit dit schema blijkt, staan de drie thermokoppels in serie. Bij het toepassen van een type-J thermokoppel ontstaan twee niet gewenste thermokoppels, namelijk een ijzer-koper koppel en een constantaan-koper koppel.



Het probleem is dat de koppelspanningen niet per definitie dezelfde polariteit hebben. Maar bovendien is het absoluut uitgesloten dat zij alle drie op dezelfde temperatuur staan. In de meeste gevallen zullen de twee ongewenste thermokoppels TC2 en TC3 op de omgevingstemperatuur staan, die in industriële omstandigheden kan variëren tussen ongeveer  $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$  en  $+60\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

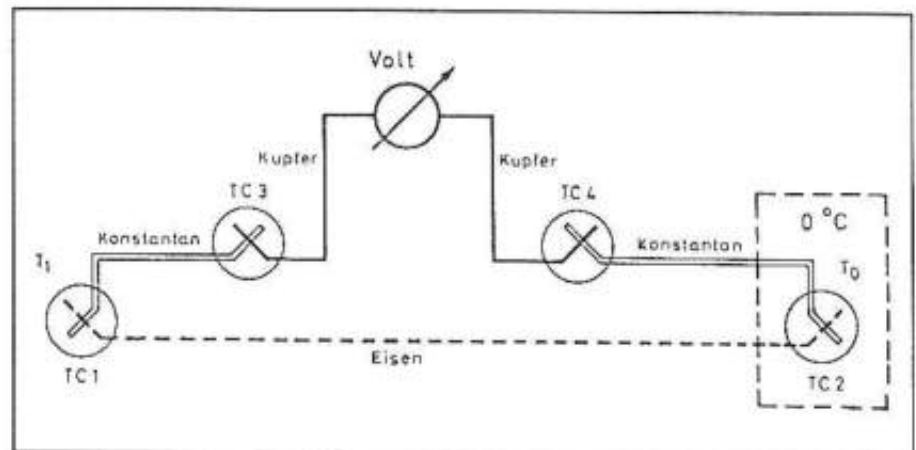
De spanning die aan de ingang van de meet- of versterkerschakeling staat is dus niet alleen afhankelijk van de temperatuur die met TC1 gemeten moet worden, maar ook van de omgevingstemperatuur.

Bovendien zullen de thermospanningen die door de koppels TC2 en TC3 worden gegenereerd de lineariteit van de meting nadelig beïnvloeden.

#### Koude las compensatie

Het is theoretisch onmogelijk de twee ongewenste thermokoppels uit de schakeling te verwijderen. Men moet dus een compensatiesysteem verzinnen, waarvan het principe wordt voorgesteld in figuur 4.

**Figuur 4**  
Het principe van de koude las compensatie



Men maakt gebruik van twee identieke thermokoppels, in dit geval ijzer-constantan. Het ene koppel, TC1, is het meetkoppel dat op de te meten temperatuur staat. Het tweede koppel, TC2, wordt op een constante temperatuur gehouden. In de meeste gevallen stelt men deze referentietemperatuur op  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ . De twee ongewenste thermokoppels, die ontstaan door het aansluiten van de sensor op het meetsysteem hebben nu, zoals duidelijk uit de tekening blijkt, dezelfde samenstelling, namelijk ijzer-koper. Bovendien staan deze thermokoppels in anti-serie geschakeld, zodat de thermospanningen zich van elkaar aftrekken. Als men er voor zorgt dat beide thermokoppels steeds op dezelfde temperatuur staan, heeft men dus geen last van deze koppelspanningen. Zij zijn dan steeds even groot en elimineren elkaar.

#### Het koude koppel TC2

Vervolgens moet men uiteraard nog de aanwezigheid van het koude thermokoppel TC2 in rekening brengen. Doordat dit koppel op een constante temperatuur staat zal ook de koppelspanning constant zijn. Zorgt men er bovendien voor dat de koppeltemperatuur gestabiliseerd blijft op  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ , dan is de uiteindelijke spanning alleen afhankelijk van de spanning die door het thermokoppel TC1 wordt gegenereerd. Bovendien heeft men dan meteen een Celsius-schaal geïntroduceerd. Dat is logisch, want als het thermokoppel TC1 op  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  staat, dan zal het volledige systeem  $0\text{ V}$  genereren. Een temperatuur van  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  komt dus overeen met een uitgangs-

spanning van 0 V, zodat de meetschakeling rechtstreeks een meetinstrument met een Celsius-schaal kan aansturen.

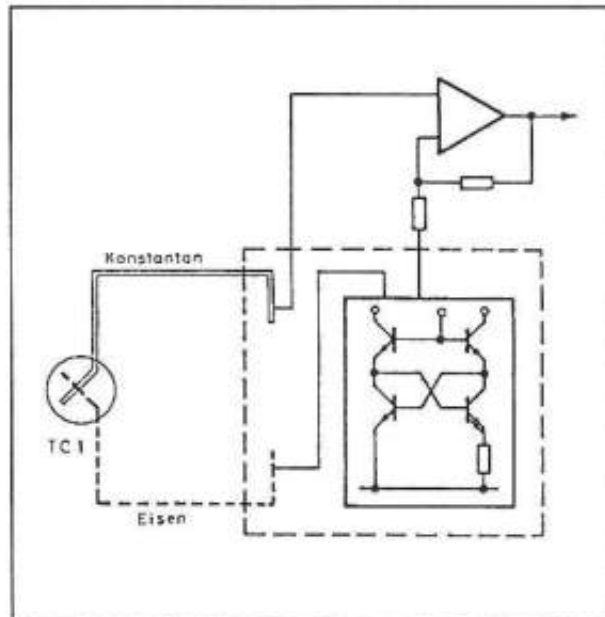
### Elektronische koude las compensatie

Het voorgestelde compensatieprincipe werd vroeger steeds toegepast. Maar uiteraard is het op een constante temperatuur van 0 °C houden van een thermokoppel niet erg praktisch. Gelukkig komt de elektronica daarbij ter hulp. Een IC-fabrikant als Analog Devices brengt IC's op de markt, die speciaal ontwikkeld zijn voor het elektronisch compenseren van de koude las problemen en het introduceren van een offset, zodat de uitgangsspanning precies 0 V bedraagt als het meetkoppel op 0 °C staat.

Het principe van de elektronische compensatie is getekend in figuur 5. Het meetkoppel TC1 wordt rechtstreeks op de koperen ingangen van het IC aangesloten. In het IC is een speciale, gepatenteerde schakeling ondergebracht die een spanning genereert die proportioneel is met de omgevingstemperatuur waarop het IC staat. Deze schakeling is geijkt naar de specificaties van het gebruikte thermokoppel.

De door de schakeling gegenereerde spanning staat in serie met de thermokoppel spanning. Op deze manier wordt de spanning die het koude thermokoppel in het systeem zou introduceren volledig nagebootst.

**Figuur 5**  
Het principe van de elektronische koude las compensatie



Wat dus aan de ingang van de meetversterker wordt aangeboden is niets anders dan de uitgangsspanning van het meetkoppel.

Uit de bespreking van dit principe zal duidelijk zijn dat de compensatieschakeling op precies dezelfde temperatuur moet staan als de twee thermokoppels die ontstaan door het aansluiten van het meetkoppel op het IC. Dit stelt speciale eisen aan de opbouw van de ingangsschakeling. Dit wordt later besproken.

## Type-beschrijving

### Inleiding

De markt van thermokoppel versterkers wordt gedomineerd door Analog Devices. In de volgende paragraafjes wordt een aantal universeel bruikbare schakelingen van deze fabrikant besproken.

## AD594

### Thermokoppel versterker voor type-J koppels

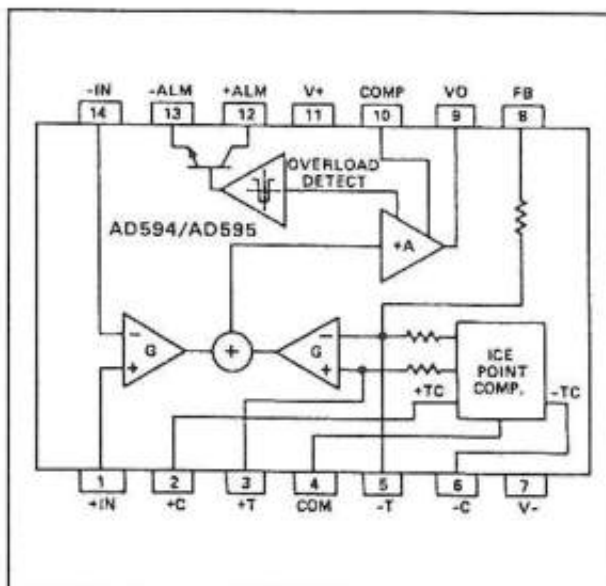
De AD594 bevat een volledige instrumentatie-versterker met koude las compensator voor gebruik met type-J koppels. De schakeling is geijkt met een schaal van  $10 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$  en heeft een lage impedantie spanningsuitgang. Het IC is uitgerust met een alarm-schakeling, die geactiveerd wordt als een of beide aansluitingen van het thermokoppel onderbroken worden. Deze alarm-uitgang kan rechtstreeks TTL-schakelingen aansturen. In principe kan de schakeling uit een enkele voedingsspanning van  $+5 \text{ V}$  gevoed worden, maar voor het meten van negatieve temperaturen moet symmetrisch gevoed worden.

Om de eigen opwarming van het IC te voorkomen, waardoor er temperatuurverschillen tussen de koude las compensator in de chip en de aansluitingen van het thermokoppel bij de chip zouden ontstaan, is het eigen stroomverbruik van de chip gereduceerd tot  $160 \mu\text{A}$ . Toch kan het IC stromen van  $\pm 5 \text{ mA}$  aan de belasting leveren.

Hoewel de schakeling volledig door middel van laser-trimming wordt gecalculeerd op schaalfactor, nulpunt en compensatie, zijn aansluitingen aanwezig waarop weerstanden aangesloten kunnen worden voor het hercalibreren van de chip.

De AD594 wordt geleverd in twee versies met verschillende nauwkeurigheden: de AD594A en de AD594C.

**Figuur 6**  
Intern blokschema en  
aansluitgegevens  
van de AD594



### Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 6
- intern blokschema: figuur 6
- voedingsspanning:  $+5 \text{ V}$  min.,  $\pm 18 \text{ V}$  max.
- voedingsstroom:  $300 \mu\text{A}$  max.
- transfer-functie:  $10 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$
- calibratie-fout:
  - AD594A:  $\pm 3^{\circ}\text{C}$
  - AD594C:  $\pm 1^{\circ}\text{C}$
- stabiliteit:
  - AD594A:  $\pm 0,05^{\circ}\text{C}/^{\circ}\text{C}$
  - AD594C:  $\pm 0,025^{\circ}\text{C}/^{\circ}\text{C}$

**Figuur 7**  
Verband tussen de  
koppeltemperatuur  
en de  
uitgangsspanning  
van de AD594

Thermocouple Temperature °C	Type J Voltage mV	AD594 Output mV
- 200	- 7.890	- 1523
- 180	- 7.402	- 1428
- 160	- 6.821	- 1316
- 140	- 6.159	- 1188
- 120	- 5.426	- 1046
- 100	- 4.632	- 893
- 80	- 3.785	- 729
- 60	- 2.892	- 556
- 40	- 1.960	- 376
- 20	- .995	- 189
- 10	- .501	- 94
0	0	3.1
10	.507	101
20	1.019	200
25	1.277	250
30	1.536	300
40	2.058	401
50	2.585	503
60	3.115	606
80	4.186	813
100	5.268	1022
120	6.359	1233
140	7.457	1445
160	8.560	1659
180	9.667	1873
200	10.777	2087
220	11.887	2302
240	12.998	2517
260	14.108	2732
280	15.217	2946
300	16.325	3160
320	17.432	3374
340	18.537	3588
360	19.640	3801
380	20.743	4015
400	21.846	4228
420	22.949	4441
440	24.054	4655
460	25.161	4869
480	26.272	5084

- fout op versterking:
  - AD594A: +/-1,5 %
  - AD594C: +/-0,75 %
- specificaties versterker
  - versterking: 193,4x
  - biasstroom: 0,1  $\mu$ A
  - differentiële spanning: -10 mV tot +50 mV



- uitgangsspanning:  $(-V_b + 2,5)$  V tot  $(+V_b - 2)$  V
- 3 dB bandbreedte: 15 kHz
- uitgangsstroom:  $\pm 15$  mA max.
- karakteristieke alarm-uitgang
  - verzadigingsspanning: 0,3 V
  - kortsluitstroom: 20 mA
  - lekstroom: 1  $\mu$ A max.
- verband tussen temperatuur en uitgangsspanning: figuur 7

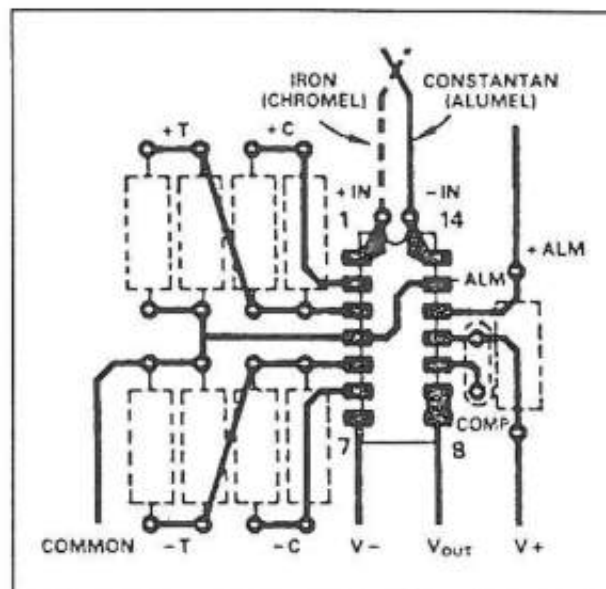
### Functie-beschrijving

Het thermokoppel wordt aangesloten tussen de pennen 1 en 14. Deze zijn intern rechtstreeks aangesloten op de ingangen van een differentiële versterker. Deze configuratie zorgt ervoor dat symmetrische stoorsignalen, zoals 50 Hz brom, volledig onderdrukt worden. De uitgangsspanning van de verschilversterker wordt via een mengtrap naar de ingang van de hoofdversterker gevoerd. Het uitgangssignaal van deze trap (pen 9) wordt via pen 8 teruggekoppeld en naar de ingang van een tweede, identieke verschilversterker geleid. Deze werkt inverterend ten opzichte van de eerste verschilversterker. De tweede verschilversterker wordt gestuurd uit de koude las compensator. De volledig teruggekoppelde schakeling van de twee verschilversterkers, de sommeertrap en de koude las compensator zorgt voor het lineaire verband tussen de koppeltemperatuur en de uitgangsspanning. De alarm-schakeling stuurt een open-collector transistor, waarvan de emitter en de collector beschikbaar staan op de pennen 12 en 13.

### Aanbevolen lay-out van de printplaat

Deze is getekend in figuur 8. De chip-temperatuur en de temperatuur van de printplaat worden thermisch verder geleid naar de printsporen onder de pennen 1 en 14. De twee aansluitpunten voor de twee draden van het thermokoppel moeten zo dicht mogelijk bij het IC worden aangebracht. Op deze manier wordt de noodzakelijke temperatuurgelijkheid tussen chip en aansluitpunten zo goed mogelijk gegarandeerd.

**Figuur 8**  
Aanbevolen lay-out  
van de printplaat rond  
een AD594

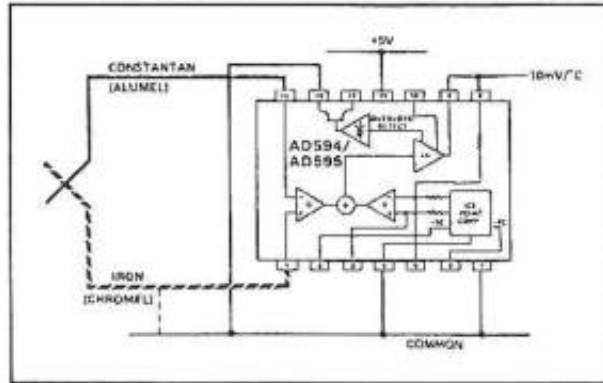


### Basis-schema rond de AD594

Het basis-schema rond de AD 594 met enkelvoudige voeding van +5 V is getekend in figuur 9. Deze schakeling is bruikbaar voor het meten van temperaturen tussen 0 °C en +300 °C. Hoewel voedingsspanningen tussen +5 V en +30 V toelaatbaar zijn, wordt

aanbevolen op +5 V te werken. Dit vanwege de dan minimale eigen opwarming van de chip.

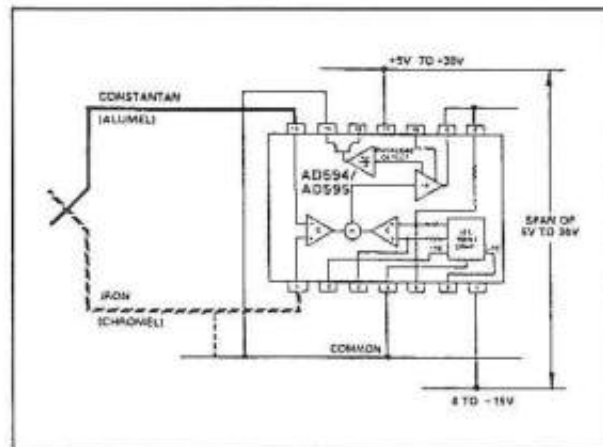
**Figuur 9**  
Enkelvoudige  
voeding van de  
AD594



**Symmetrische  
voeding**

Figuur 10 geeft het basis-schema van de AD594 met symmetrische voedingen van maximaal  $\pm 18$  V. Met deze schakeling kan men negatieve temperaturen meten en positieve temperaturen tot  $+1.000^{\circ}\text{C}$ .

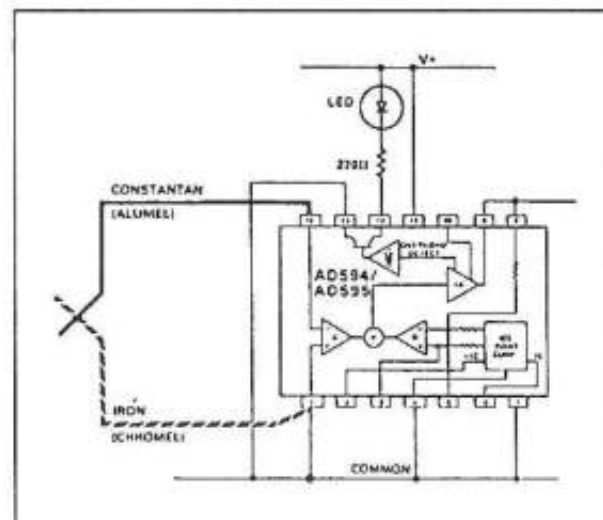
**Figuur 10**  
Symmetrische  
voeding van de  
AD594



**Toepassing van de  
alarmdetector**

Figuur 11 geeft de eenvoudigste toepassing van de alarmdetector. De emitter van de eindtransistor wordt aan de massa gelegd, de collector wordt via een LED en een voorschakelweerstand met de positieve voeding verbonden. Hoewel de voorschakelweerstand in principe overbodig is vanwege de interne stroombegrenzing, wordt dit onderdeel toch aanbevolen om de thermisch energie in de chip zo laag mogelijk te houden.

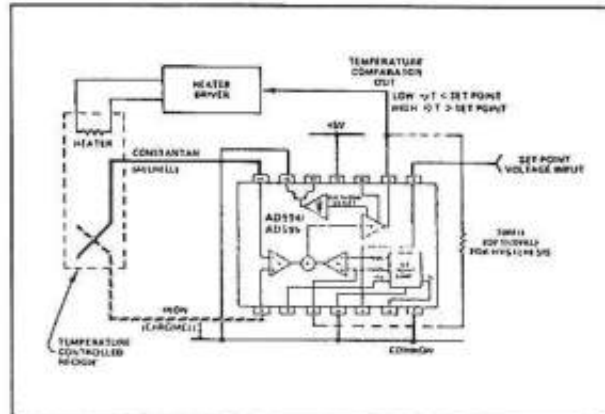
**Figuur 11**  
Eenvoudigste  
toepassing van de  
alarm-functie



### Comparator schakeling

Bij de schakeling in figuur 12 wordt de AD594 gebruikt als comparatorschakeling om de temperatuur in een oven constant te houden. De terugkoppeling tussen de uitgang van de hoofdversterker en de ingang van de verschilversterker wordt daarvoor onderbroken, zodat de gezamenlijke schakeling als comparator gaat werken. De versterkte en gecompenseerde thermospanning wordt met een externe referentiespanning vergeleken, die aan pen 8 wordt toegevoerd. Deze spanning bepaalt de temperatuur die in de oven gehandhaafd moet worden. De spanning op de uitgang (pen 9) is laag als de gemeten temperatuur onder de ingestelde waarde ligt. Via een inverterende trap kan deze uitgangsspanning gebruikt worden voor het besturen van een relais, dat een verwarmingselement inschakelt.

**Figuur 12**  
Het toepassen van de AD594 als "set point controller", waarbij het IC als comparator wordt gebruikt

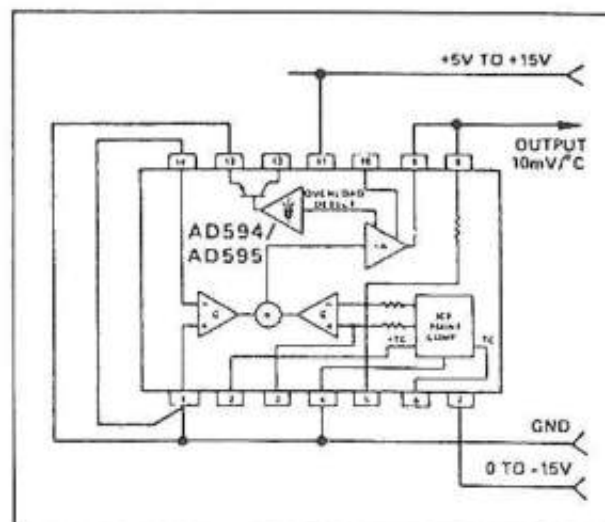


Een hysteresis tussen in- en uitschakelpunt kan worden aangebracht door het aansluiten van een weerstand tussen de pennen 9 en 3. De grootte van de hysteresis hangt af van de stroom die door deze weerstand vloeit. Als stelregel geldt dat 1 °C hysteresis wordt ingesteld door een stroom van 200 nA door de weerstand te sturen.

### Gebruik als temperatuursensor

Op de manier van figuur 13 kan de AD594 worden ingezet als normale temperatuursensor. De twee thermokoppel-ingangen worden kortgesloten met de massa. De uitgangsspanning is nu alleen afhankelijk van de temperatuur van de IC-chip, waarbij nog steeds een schaalwaarde van 10 mV/°C geldt. De schakeling is op deze manier in staat temperaturen te meten tussen -55 °C en +125 °C.

**Figuur 13**  
De AD594 kan zonder thermokoppel gebruikt worden als "gewone" temperatuursensor



## AD595

### Thermokoppel versterker voor type-K koppels

De AD595 is volledig compatible met de AD594. Het enige verschil is dat de AD595 is afgeregeld op het samenwerken met een type-K thermokoppel.

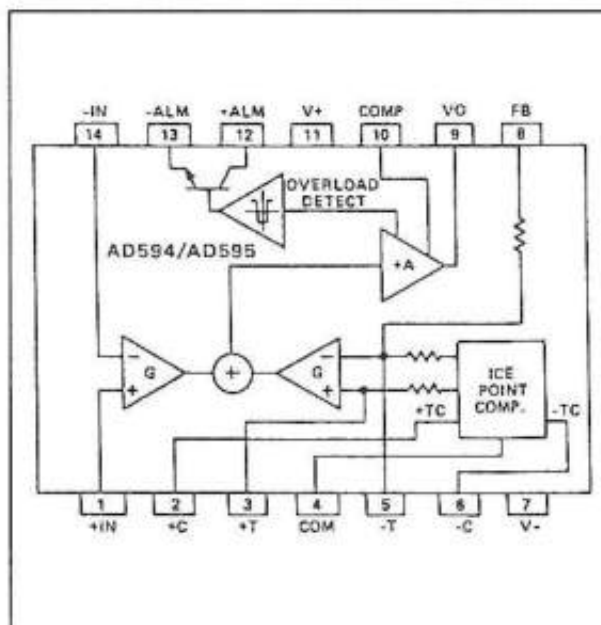
### Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14
- intern blokschema: figuur 14
- voedingsspanning: +5 V min., +/-18 V max.
- voedingsstroom: 300  $\mu$ A max.
- transfer-functie: 10 mV/ $^{\circ}$ C
- calibratie-fout:
  - AD595A: +/-3  $^{\circ}$ C
  - AD595C: +/-1  $^{\circ}$ C
- stabiliteit:
  - AD595A: +/-0,05  $^{\circ}$ C/ $^{\circ}$ C
  - AD595C: +/-0,025  $^{\circ}$ C/ $^{\circ}$ C
- fout op versterking:
  - AD595A: +/-1,5 %
  - AD595C: +/-0,75 %
- specificaties versterker
  - versterking: 247,3x
  - biasstroom: 0,1  $\mu$ A
  - differentiële spanning: -10 mV tot +50 mV
  - uitgangsspanning:  $(-V_b + 2,5)$  V tot  $(+V_b - 2)$  V
  - 3 dB bandbreedte: 15 kHz
  - uitgangsstroom: +/-15 mA max.
- karakteristieken alarm-uitgang
  - verzadigingsspanning: 0,3 V
  - kortsluitstroom: 20 mA
  - lekstroom: 1  $\mu$ A max.
- verband tussen temperatuur en uitgangsspanning: figuur 15

### Overige gegevens

Voor de overige gegevens en de voorbeeld-schakelingen wordt verwezen naar de bespreking van de AD594.

**Figuur 14**  
Aansluitgegevens  
van de AD595





**Figuur 15**  
Verband tussen de  
koppeltemperatuur  
en de  
uitgangsspanning  
van de AD595

Thermocouple Temperature °C	Type K Voltage mV	AD595 Output mV
- 200	- 5.891	- 1454
- 180	- 5.550	- 1370
- 160	- 5.141	- 1269
- 140	- 4.669	- 1152
- 120	- 4.138	- 1021
- 100	- 3.553	- 876
- 80	- 2.920	- 719
- 60	- 2.243	- 552
- 40	- 1.527	- 375
- 20	- .777	- 189
- 10	- .392	- 94
0	0	2.7
10	.397	101
20	.798	200
25	1.000	250
30	1.203	300
40	1.611	401
50	2.022	503
60	2.436	605
80	3.266	810
100	4.095	1015
120	4.919	1219
140	5.733	1420
160	6.539	1620
180	7.338	1817
200	8.137	2015
220	8.938	2213
240	9.745	2413
260	10.560	2614
280	11.381	2817
300	12.207	3022
320	13.039	3327
340	13.874	3434
360	14.712	3641
380	15.552	3849
400	16.395	4057
420	17.241	4266
440	18.088	4476
460	18.938	4686
480	19.788	4896

## AD596

### Set-point controller voor type-J koppels

De AD596 bevat een volledige instrumentatie-versterker met koude las compensator voor gebruik met type-J koppels. De schakeling levert echter geen analoge uitgang, maar werkt digitaal. De intern versterkte en gecompenseerde thermokoppelspanning wordt vergeleken met een externe drempel, de zogenoemde "set-

point voltage". De uitgang is een zeer lage impedantie schakeltrap. Door middel van één externe weerstand kan een hysteresis in de schakeling ingebouwd worden.

De interne schaal is geijkt met  $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  en is speciaal gecompenseerd voor het bereik der hoge temperaturen, zoals dat in oven-toepassingen wordt aangetroffen.

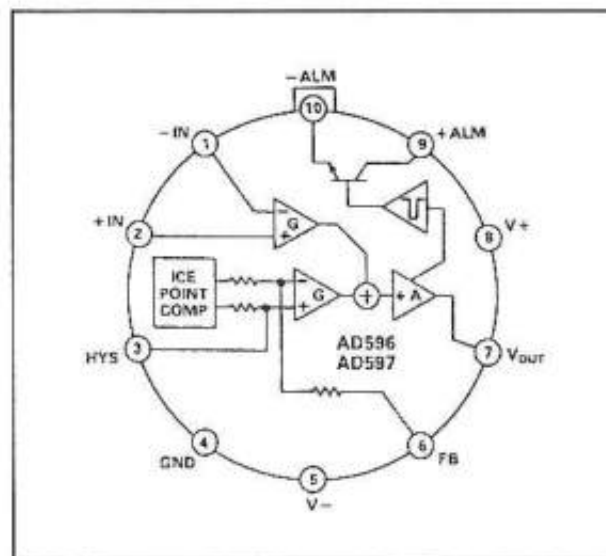
Het IC is uitgerust met een alarm-schakeling, die geactiveerd wordt als een of beide aansluitingen van het thermokoppel onderbroken worden. Deze alarm-uitgang kan rechtstreeks TTL-schakelingen aansturen. In principe kan de schakeling uit een enkele voedingspanning van  $+5 \text{ V}$  gevoed worden, maar voor het meten van negatieve temperaturen moet symmetrisch gevoed worden.

Om de eigen opwarming van het IC te voorkomen, waardoor er temperatuurverschillen tussen de koude las compensator in de chip en de aansluitingen van het thermokoppel bij de chip zouden ontstaan, is het eigen stroomverbruik van de chip gereduceerd tot  $160 \mu\text{A}$ .

### Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: TO-100 metal can
- aansluitgegevens: figuur 16
- intern blokschema: figuur 16
- voedingsspanning:  $+5 \text{ V}$  min.,  $\pm 18 \text{ V}$  max.
- voedingsstroom:  $300 \mu\text{A}$  max.
- transfer-functie:  $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$
- calibratie-fout:  $\pm 4^\circ\text{C}$
- stabiliteit:  $\pm 0,02^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$
- fout op versterking:  $\pm 1,5\%$
- specificaties versterker
  - versterking:  $180,6\times$
  - biasstroom:  $0,1 \mu\text{A}$
  - differentiële spanning:  $-10 \text{ mV}$  tot  $+50 \text{ mV}$
  - uitgangsspanning:  $(-V_b + 2,5) \text{ V}$  tot  $(+V_b - 2) \text{ V}$
  - $3 \text{ dB}$  bandbreedte:  $15 \text{ kHz}$
  - uitgangsstroom:  $\pm 5 \text{ mA}$  max.
- karakteristieken alarm-uitgang
  - verzadigingsspanning:  $0,3 \text{ V}$
  - kortsluitstroom:  $20 \text{ mA}$
  - lekstroom:  $1 \mu\text{A}$  max.
- verband tussen temperatuur en uitgangsspanning: figuur 17

**Figuur 16**  
Intern blokschema en  
aansluitgegevens  
van de AD596



**Figuur 17**  
Verband tussen de  
koppeltemperatuur  
en de  
uitgangsspanning  
van de AD596

Thermocouple Temperature °C	Type J Voltage mV	AD596 Output mV
- 200	- 7.890	- 1370
- 180	- 7.402	- 1282
- 160	- 6.821	- 1177
- 140	- 6.159	- 1058
- 120	- 5.426	- 925
- 100	- 4.632	- 782
- 80	- 3.785	- 629
- 60	- 2.892	- 468
- 40	- 1.960	- 299
- 20	- .995	- 125
- 10	- .501	- 36
0	0	54
10	.507	146
20	1.019	238
25	1.277	285
30	1.536	332
40	2.058	426
50	2.585	521
60	3.115	617
80	4.186	810
100	5.268	1006
120	6.359	1203
140	7.457	1401
160	8.560	1600
180	9.667	1800
200	10.777	2000
220	11.887	2201
240	12.998	2401
260	14.108	2602
280	15.217	2802
300	16.325	3002
320	17.432	3202
340	18.537	3402
360	19.640	3601
380	20.743	3800
400	21.846	3999
420	22.949	4198
440	24.054	4398
460	25.161	4598
480	26.272	4798

### Functie-beschrijving

Het thermokoppel wordt aangesloten tussen de pennen 1 en 2. Deze zijn intern rechtstreeks aangesloten aan de ingangen van een differentiële versterker. Deze configuratie zorgt ervoor dat symmetrische stoorsignalen, zoals 50 Hz brom, volledig onderdrukt worden. De uitgangsspanning van de verschilversterker wordt via een mengtrap naar de ingang van de hoofdversterker gevoerd. Het uitgangssignaal van deze trap (pen 7) wordt teruggekoppeld naar de ingang van een tweede, identieke verschilver-

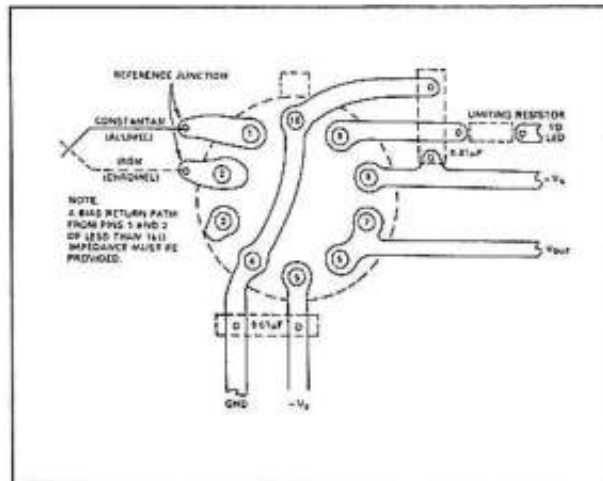
sterker. Deze werkt inverterend ten opzichte van de eerste verschilversterker. De tweede verschilversterker wordt gestuurd uit de koude las compensator. De volledig teruggekoppelde schakeling van de twee verschilversterkers, de sommeertrap en de koude las compensator zorgt voor het lineaire verband tussen de koppelt temperatuur en de uitgangsspanning.

De alarm-schakeling stuurt een open-collector transistor, waarvan de emitter en de collector beschikbaar staan op de pennen 10 en 9.

#### De print lay-out

In figuur 18 is de door de fabrikant voorgeschreven manier getekend waarop het IC in een print lay-out moet worden opgenomen. De draden van het thermokoppel moeten zo dicht mogelijk bij het IC op de schakeling worden aangesloten.

**Figuur 18**  
De aanbevolen print  
lay-out rond de  
AD596

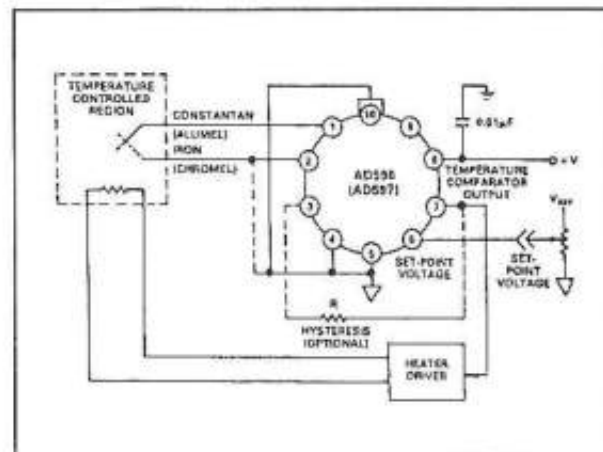


#### Temperatuur in oven regelen

De AD596 wordt in de schakeling van figuur 19 gebruikt voor het regelen van de temperatuur in een oven. De weerstand tussen de pennen 3 en 7 is optioneel en stelt, indien gewenst, een hysteresis in tussen in- en uitschakeltemperatuur.

De waarde van deze hysteresis hangt af van de stroom die door de weerstand vloeit en wel volgens de relatie dat 1 °C hysteresis overeen komt met 200 nA stroom.

**Figuur 19**  
De basis-schakeling  
rond de AD596,  
waarbij het IC wordt  
gebruikt om een  
verwarmingselement  
aan en uit te sturen



#### Thermokoppel versterker

In het schema van figuur 20 wordt de AD596 gebruikt als echte thermokoppel versterker. Dit wordt verwezenlijkt door de uitgang op pen 7 rechtstreeks te verbinden met de terugkoppel-ingang op pen 6. De interne lasertrimming van de schakeling is geoptimaliseerd op een meettemperatuur van 175 °C.





**Digitale uitlezing** In figuur 22 is het schema getekend van een temperatuurregeling voor een oven, waarbij de alarm-functie in de AD596 er voor zorgt dat het verwarmingselement onmiddellijk wordt uitgeschakeld als een van de thermokoppel-aansluitingen het begeeft. Door pen 1 rechtstreeks met de massa te verbinden zal de schakeling het verwarmingselement uitschakelen bij een alarm-situatie. In dit schema is bovendien een digitale temperatuurmeter ingebouwd. De uitgangsspanning op pen 7 wordt verbonden met de hete ingang van een ICL7136 analoog naar digitaal omzetter. De weerstanden rond de ingangspennen en rond de referentiepenen van dit IC zijn zo berekend, dat de meter de temperatuur in graden Celsius aangeeft. Het verwarmingselement wordt gestuurd via een optische koppelaar, hetgeen een maximale scheiding tussen de rechtstreeks uit het net gevoede schakelingen en de rest garandeert.

## AD597

**Set-point controller voor type-K koppels** De AD597 is volledig compatible met de AD596, maar is intern afgeregeld voor het samenwerken met een type-K thermokoppel.

### Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: TO-100 metal can
- aansluitgegevens: figuur 16
- intern blokschema: figuur 16
- voedingsspanning: +5 V min., +/-18 V max.
- voedingsstroom: 300  $\mu$ A max.
- transfer-functie: 10 mV/ $^{\circ}$ C
- calibratie-fout: +/-4  $^{\circ}$ C
- stabiliteit: +/-0,02  $^{\circ}$ C/ $^{\circ}$ C
- fout op versterking: +/-1,5 %
- specificaties versterker
  - versterking: 245,5x
  - biasstroom: 0,1  $\mu$ A
  - differentiële spanning: -10 mV tot +50 mV
  - uitgangsspanning:  $(-V_b + 2,5)$  V tot  $(+V_b - 2)$  V
  - 3 dB bandbreedte: 15 kHz
  - uitgangsstroom: +/-5 mA max.
- karakteristieken alarm-uitgang
  - verzadigingsspanning: 0,3 V
  - kortsluitstroom: 20 mA
  - lekstroom: 1  $\mu$ A max.
- verband tussen temperatuur en uitgangsspanning: figuur 23

**Overige gegevens** Voor de overige gegevens en de voorbeeld-schakelingen wordt verwezen naar de bespreking van de AD596.

## AC1226

### Koude las compensator voor type-E, -J, -K, -R, -S en -T koppels

De AC1226 is een koude las compensator die ingezet kan worden bij de meest voorkomende standaard thermokoppels. De schakeling wordt door middel van lasertrimming afgeregeld op een initiële nauwkeurigheid van 0,5  $^{\circ}$ C. Door een speciale schakeling wordt

de knik in de transfer-karakteristiek van thermokoppels (de zogenoemde "bow") opgevangen, waardoor de lineariteit over het gehele bereik verbeterd wordt.

Het eigen stroomverbruik bedraagt slechts 80  $\mu\text{A}$ , zodat de chip-temperatuur slechts 0,1  $^{\circ}\text{C}$  stijgt onder invloed van het eigen verbruikte vermogen. De AC1226 is speciaal ontwikkeld om samen te werken met de 1B51, een thermokoppel isolatieversterker die geen eigen koude las compensatie heeft.

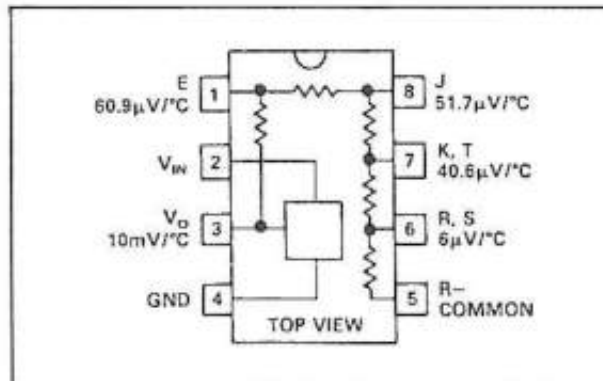
**Figuur 23**  
Het verband tussen  
de thermokoppel  
temperatuur en de  
uitgangsspanning  
van de AD597

Thermocouple Temperature $^{\circ}\text{C}$	Type K Voltage mV	AD597 Output mV
- 200	- 5.891	- 1446
- 180	- 5.550	- 1362
- 160	- 5.141	- 1262
- 140	- 4.669	- 1146
- 120	- 4.138	- 1016
- 100	- 3.553	- 872
- 80	- 2.920	- 717
- 60	- 2.243	- 551
- 40	- 1.527	- 375
- 20	- .777	- 191
- 10	- .392	- 96
0	0	0
10	.397	97
20	.798	196
25	1.000	245
30	1.203	295
40	1.611	395
50	2.022	496
60	2.436	598
80	3.266	802
100	4.095	1005
120	4.919	1207
140	5.733	1407
160	6.539	1605
180	7.338	1801
200	8.137	1997
220	8.938	2194
240	9.745	2392
260	10.560	2592
280	11.381	2794
300	12.207	2996
320	13.039	3201
340	13.874	3406
360	14.712	3611
380	15.552	3817
400	16.395	4024
420	17.241	4232
440	18.088	4440
460	18.938	4649
480	19.788	4857

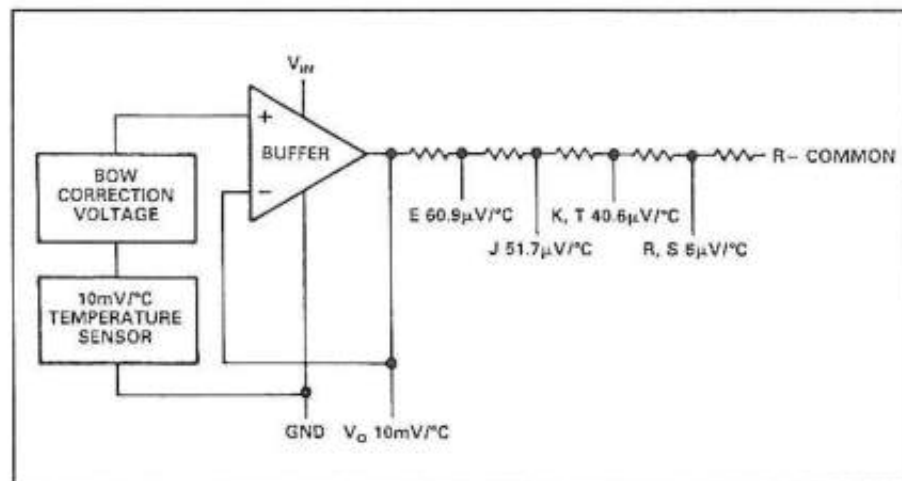
**Technische gegevens**

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 24
- intern blokschema: figuur 25
- voedingsspanning: 36 V max.
- voedingsstroom: 140  $\mu$ A max.
- onnauwkeurigheid: 2,0  $^{\circ}$ C max. (25  $^{\circ}$ C chiptemperatuur)

**Figuur 24**  
Aansluitgegevens  
van de AC1226

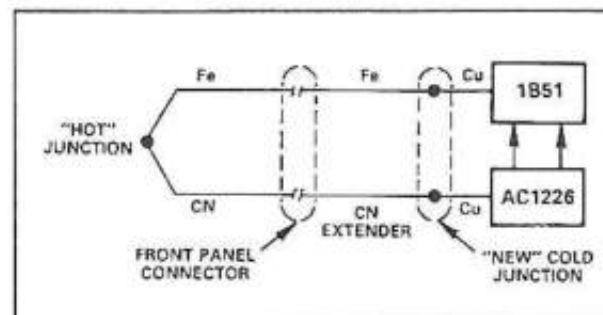


**Figuur 25**  
Intern blokschema  
van de AC1226

**AC1226 en 1B51**

In figuur 26 is een blokschema getekend, waaruit de onderlinge verbindingen blijken tussen het thermokoppel, eventueel noodzakelijke verlengingsdraden, de AC1226 en de 1B51.

**Figuur 26**  
Principieel  
blokschema van de  
verbindingen tussen  
thermokoppel,  
AC1226 en 1B51

**Eenvoudig voorbeeld**

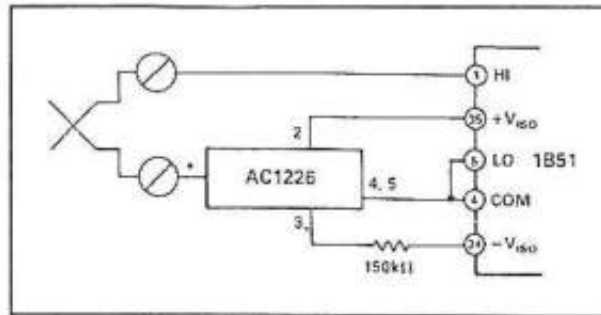
Figuur 27 geeft het praktisch schema voor het verbinden van een thermokoppel met de AC1226 en met de 1B51. Het thermokoppel moet aan de ingangspen van de AC1226 worden aangesloten, die correspondeert met het type koppel.

**Open-circuit detectie**

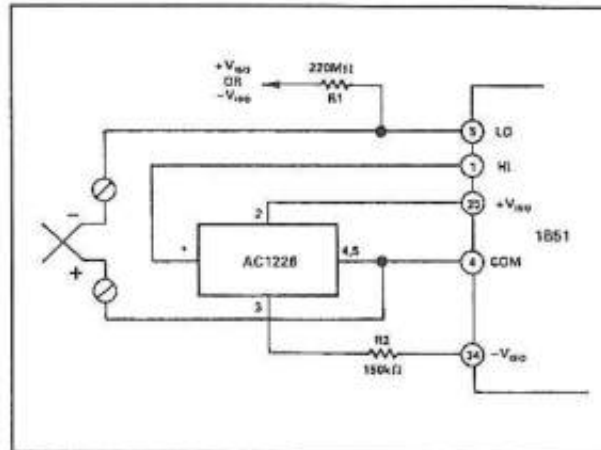
Op de manier van figuur 28 kan het systeem AC1226 + 1B51 voorzien worden van een alarmsysteem, dat een indicatie geeft als een van de leidingen van het thermokoppel onderbroken wordt.



**Figuur 27**  
Praktische schakeling  
rond de AC1226



**Figuur 28**  
Praktische schakeling  
met open-circuit  
detectie



## 1B51

### Thermokoppel isolatieversterker zonder koude las compensatie

De 1B51 is een module dat bestaat uit een chopper gestabiliseerde thermokoppelversterker, een modulator, een scheidingstrafo, een demodulator, een uitgangsbuffer en een eigen interne voedingsvoorziening via een tweede scheidingstrafo. De module koppelt thermokoppel-signalen galvanisch gescheiden door naar de uitgang.

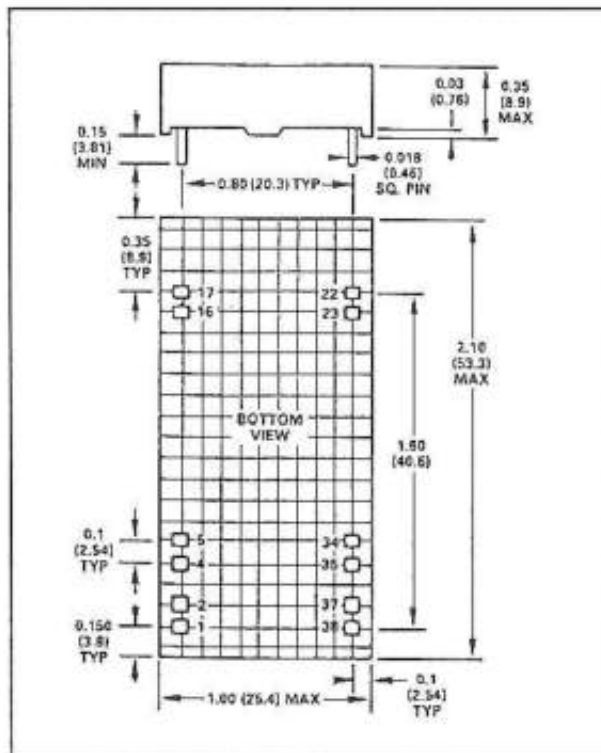
De module is ontwikkeld voor gebruik in zeer storingsgevoelige industriële omgevingen, waar groot gevaar bestaat voor common-mode storingen. De isolatie tussen primaire en secundaire kant bedraagt 1.500 V.

### Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: speciaal, zie figuur 29
- aansluitgegevens: figuur 30
- intern blokschema: figuur 31
- voedingsspanning: +/-15 V typisch
- voedingsstroom: +12/-4 mA
- temperatuurscoëfficiënt: 50 ppm/°C
- niet-lineariteit: +/-0,035 %
- ingangsgegevens
  - offsetspanning: 25  $\mu$ V typisch
  - offsetstroom: 0,6 nA typisch
  - biasstroom: 10 nA typisch
  - ingangsimpedantie: 50 M $\Omega$  typisch
  - spanningsbereik: +/-5 V max.
  - isolatiespanning: 1.500 V typisch
  - CMR: 160 dB min.
  - ingangsruijs: 1  $\mu$ V max.
  - frequentiebereik: 3 Hz max.

- specificaties geïsoleerde voeding
- spanning:  $\pm 6,2$  V typisch
- maximale belasting: 2 mA
- stabilisatie: 7.5 % typisch
- rimpel: 250 mV max.

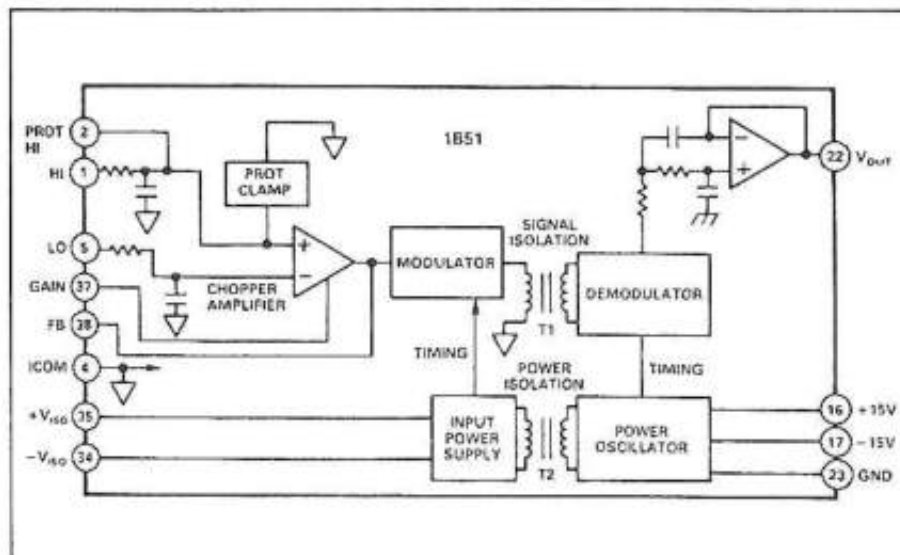
**Figuur 29**  
Afmetingen van de  
behuizing van de  
1B51



**Figuur 30**  
Aansluitgegevens  
van de 1B51

PIN	DESIGNATION
1	HI
2	PROT HI
4	ICOM
5	LO
16	+15V
17	-15V
22	$V_o$
23	GND
34	$-V_{iso}$
35	$+V_{iso}$
37	GAIN
38	FB

**Figuur 31**  
Intern blokschema  
van de 1B51



### Functie-beschrijving

De aansluitingen voor de  $\pm 15$  V voedingen voeden rechtstreeks het secundaire circuit. Daarnaast wordt uit deze voeding een 25 kHz vermogensoscillator aangedreven, die via een scheidingstrafo de geïsoleerde primaire voedingsspanningen genereert. Deze spanningen staan ter beschikking op de pennen 34 en 35. De signaal ingangen HI en LO worden eerst passief gefilterd en door clampkringen beschermd tegen overbelasting. De chopper gestabiliseerde versterker versterkt het spanningsverschil tussen beide ingangen. De versterking van deze trap wordt bepaald door externe weerstanden volgens de formule:

$$A = [1 + R_{FB}/R_G] \cdot 2$$

Versterkingfactoren tussen 2 en 1.000 zijn zonder problemen haalbaar. Het versterkte signaal wordt in amplitude gemoduleerd op een draaggolf met een frequentie van 25 kHz en via de scheidingstrafo toegevoerd aan de secundaire demodulator. Nadien volgt een tweepolig actief laagdoorlaatfilter, dat zorgt voor het weg filteren van de residuen van de draaggolf.

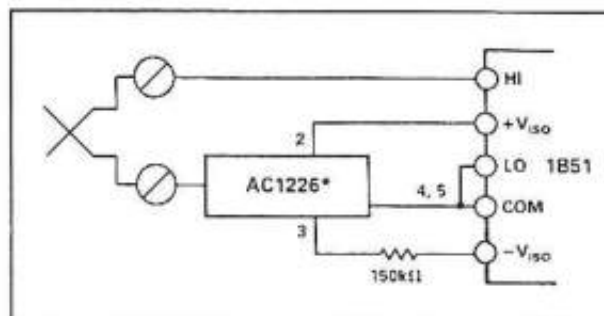
De 1B51 heeft de mogelijkheid om verbroken koppelleidingen op te sporen. Men moet dan een weerstand van 220 MΩ verbinden tussen de HI-ingang en de positieve of negatieve geïsoleerde voeding. Wordt een van de koppelleidingen onderbroken, dan resulteert deze schakeling in een positieve of negatieve volle schaal uitgang.

### Voorbeeld schakeling

Het combineren van de 1B51 met de koude las compensator AC1226 is voorgesteld in figuur 32. Een draad van het thermokoppel gaat rechtstreeks naar de HI-ingang van de 1B51. De tweede draad wordt verbonden met de met het type koppel corresponderende ingang van de AC1226.

De uitgang van de compensator gaat naar de LO-ingang van de 1B51. De AC1226 wordt gevoed uit de geïsoleerde voedingsspanningen die door de 1B51 geproduceerd worden.

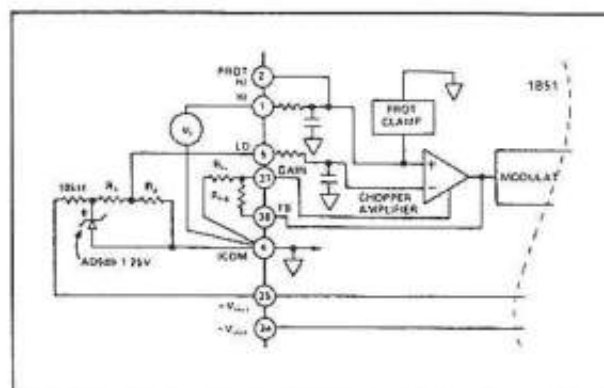
**Figuur 32**  
Het invoegen van de koude las compensator AC1226 in de ingangskring van de 1B51



## Externe calibratie

Het instellen van de spanningsversterking en nulpunt aan de ingang van de 1B51 wordt toegelicht aan de hand van figuur 33.

**Figuur 33**  
Het instellen van de  
versterking en het  
nulpunt bij de 1B51



## 2B50

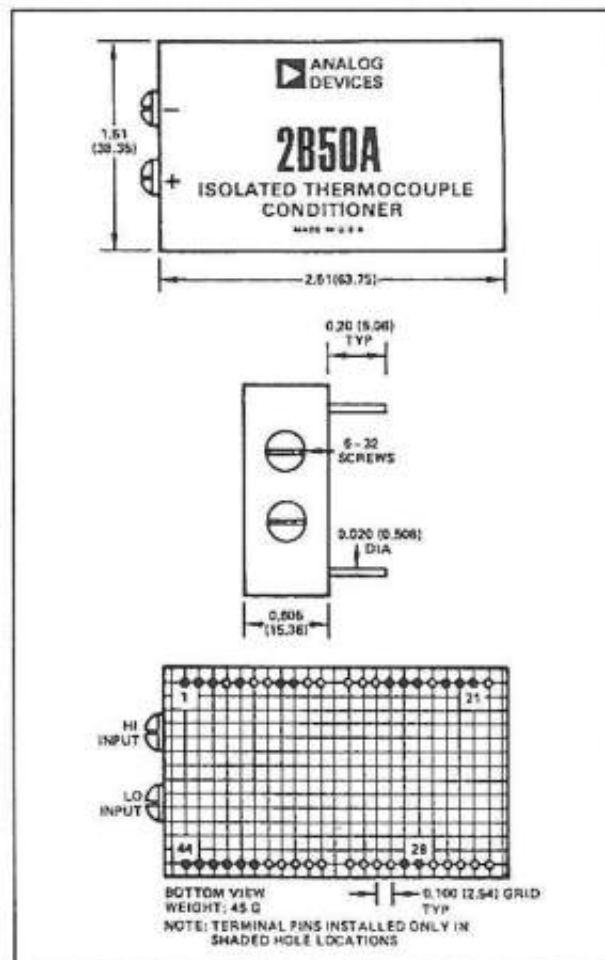
### Thermokoppel isolatieversterker met koude las compensatie

De 2B50 is een module dat bestaat uit een thermokoppel-versterker, een koude las compensator voor diverse soorten thermokoppels, een modulator, een scheidingstrafo, een demodulator, een uitgangsbuffer en een eigen interne voedingsvoorziening via een tweede scheidingstrafo. De module koppelt thermokoppel-signalen galvanisch gescheiden door naar de uitgang. De module is ontwikkeld voor gebruik in zeer storingsgevoelige industriële omgevingen, waar groot gevaar bestaat voor common-mode storingen. De scheiding tussen primaire en secundaire kant weerstaat spanningen van 1.500 V. Het thermokoppel kan door middel van schroefverbindingen rechtstreeks op de ingangen van de module worden aangesloten. De schakeling compenseert voor type-J, -K, -T en -B koppels, maar kan via een programmeringsweerstand ingesteld worden op andere soorten thermokoppels.

### De voeding

De schakeling moet gevoed worden uit twee voedingssystemen. Uit een symmetrische voeding van  $\pm 15$  V wordt de secundaire uitgangstrap gevoed. De ingebouwde oscillator moet via een afzonderlijke spanning van ongeveer +18 V gevoed worden. Uit deze spanning worden ook de twee primaire geïsoleerde voedingsspanningen afgeleid.

**Figuur 34**  
Afmetingen van de  
behuizing van de  
2B50



**Technische gegevens**

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: speciaal, zie figuur 34



- aansluitgegevens: figuur 35
- intern blokschema: figuur 36
- voedingsspanning uitgangstrap:  $\pm 15$  V typisch
- voedingsspanning oscillator:  $+13$  V tot  $+18$  V
- voedingsstroom uitgangstrap:  $\pm 0,5$  mA max.
- voedingsstroom oscillator: 15 mA max.
- temperatuurscoëfficiënt: 35 ppm/°C
- niet-lineariteit:  $\pm 0,025$  %
- ingangsgegevens
  - offsetspanning: 50  $\mu$ V typisch
  - offsetstroom: 0,6 nA typisch
  - biasstroom: 5 nA typisch
  - ingangsimpedantie: 100 M $\Omega$  typisch
  - spanningsbereik:  $\pm 100$  mV max.
  - isolatiespanning: 1.500 V typisch
  - ingangsbeveiliging: 220 V max.
  - versterking: 50x tot 1.000x instelbaar
  - CMR: 160 dB min.
  - ingangsruijs: 1  $\mu$ V max.
  - frequentiebereik: 2,5 Hz max.
- uitgangsgegevens
  - spanningsbereik:  $\pm 5$  V max.
  - stroombereik:  $\pm 2$  mA max.
  - impedantie: 0,1  $\Omega$  typisch

**Figuur 35**  
Aansluitgegevens  
van de 2B50

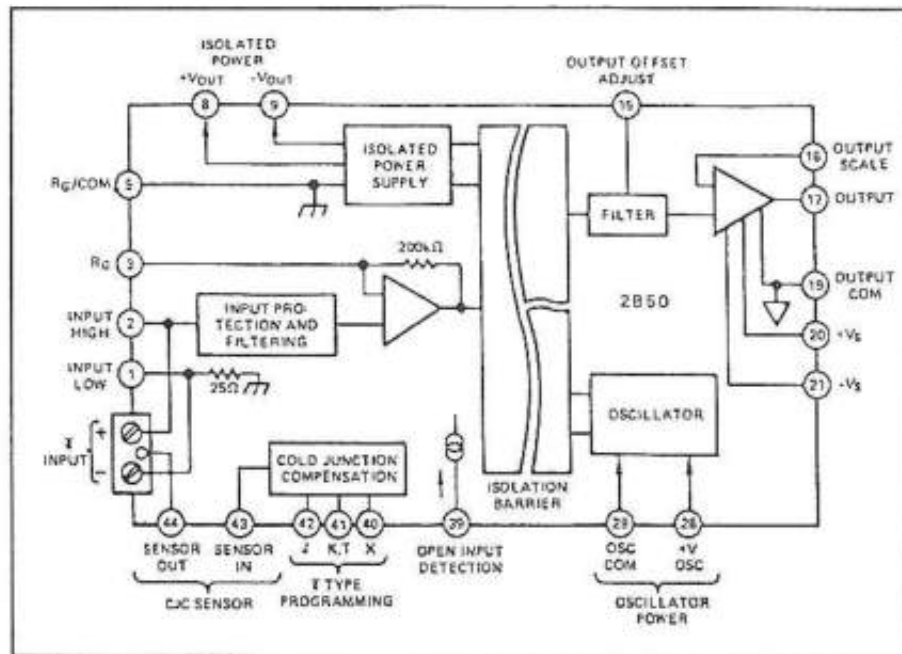
PIN	FUNCTION	PIN	FUNCTION
1	INPUT LO	23	
2	INPUT HI	24	
3	R <sub>G</sub>	25	
4		26	
5	R <sub>G</sub> /COM	27	
6		28	+V OSC
7		29	OSC COM
8	+V ISO OUT	30	
9	-V ISO OUT	31	
10		32	
11		33	
12		34	
13		35	
14		36	
15	OUTPUT OFFSET ADJUST	37	
16	OUTPUT SCALE	38	
17	OUTPUT	39	OPEN INPUT DET.
18		40	X
19	OUTPUT COM	41	K, T
20	+V <sub>S</sub>	42	J
21	-V <sub>S</sub>	43	CJC SENSOR IN
22		44	CJC SENSOR OUT

### Functie-beschrijving

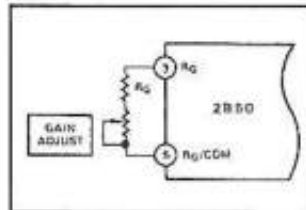
De signaalingangen HI en LO worden eerst passief gefilterd en door clampkringen beschermd tegen overbelasting. De versterkingsfactor van de ingangsversterker kan door middel van één weerstand worden ingesteld tussen 50x en 1.000x, zie figuur 37. In de voorversterker kan de geïntegreerde koude las compensator worden ingevoegd. Deze heeft ingangen voor type-J, -K, -T koppels en bovendien een X-ingang, die gebruikt kan worden om de compensator via een externe weerstand aan te passen aan de specificaties van andere typen thermokoppels.

Het versterkte signaal wordt in amplitude gemoduleerd op een draaggolf en via de scheidingstrafo toegevoerd aan de secundaire demodulator. Nadien volgt actief laagdoorlaatfilter, dat zorgt voor het weg filteren van de residuen van de draaggolf.

**Figuur 36**  
Intern blokschema  
van de 2B50



**Figuur 37**  
Het instellen van de  
versterkingsfactor  
van de  
ingangsversterker



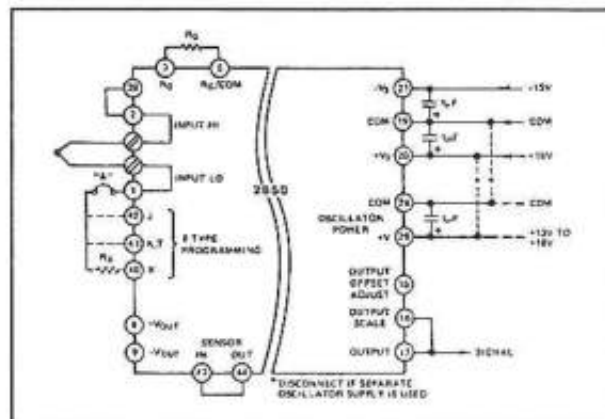
De uitgangsspanning van de 2B50 ligt standaard tussen -5 V en de +5 V. Door het toevoegen van een externe weerstand kan dit bereik echter worden opgevoerd tot +/-10 V.

De 2B50 heeft de mogelijkheid om verbroken koppelleidingen op te sporen. Men moet dan pen 39 verbinden met de HI-ingang (pen 2). Wordt een van de koppelleidingen onderbroken, dan resulteert deze schakeling in een negatieve volle schaal uitgang.

### Standaard schakeling

Figuur 38 geeft het standaard schema rond de 2B50. Let op de manier waarop de voedingsleidingen zo dicht mogelijk bij de behuizing van de module ontkoppeld moeten worden met condensatoren van 1  $\mu$ F.

**Figuur 38**  
Basisschema rond de  
2B50

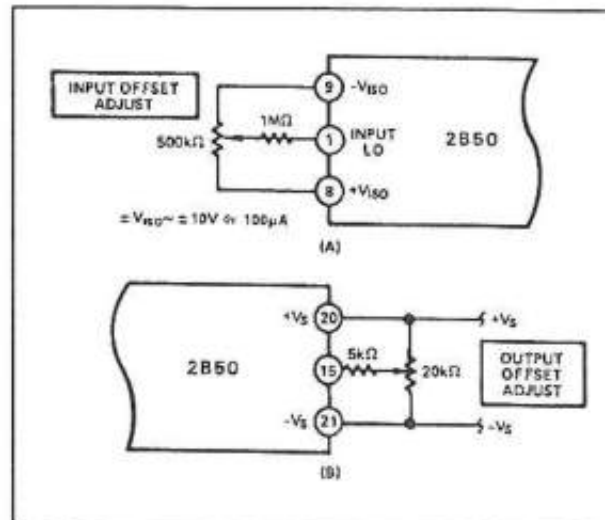


### Compenseren van de offset

Het compenseren van de ingangs- en de uitgangs-offset is getekend in figuur 39. Het compenseren van de ingangs-offset gaat als volgt. Sluit de ingangen kort en schakel de koude las compensator uit door het verbreken van de jumper A. Regel de potentiometer bij

tot de uitgang een spanning van 0 V voert. In de meeste gevallen zal alleen een compensatie van de ingangs-offset voldoende zijn.

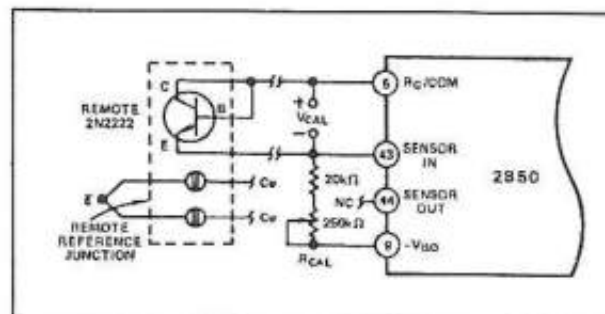
**Figuur 39**  
Het compenseren  
van de offset aan de  
in- en aan de uitgang



### Op afstand meten

In toepassingen waarbij het thermokoppel ver van de 2B50 staat en waar het niet economisch is om de draden uit de thermokoppel legeringen te verlengen, kan de schakeling van figuur 40 toegepast worden. Met deze schakeling kan het koppel via koperdraden aangesloten worden op de 2B50. De koude las compensatie moet dan uiteraard ondergebracht worden op de plaats waar de thermokoppeldraden overgaan in de koperdraden.

**Figuur 40**  
Schakeling waarbij  
het referentie-koppel  
op afstand van de  
2B50 wordt  
opgenomen



Via een transistor als temperatuursensor kan men de schakeling toch voorzien van een koude las compensatie.

## 2B52

### Thermokoppel stroomlus met isolatie voor type-J, -K en -T koppels

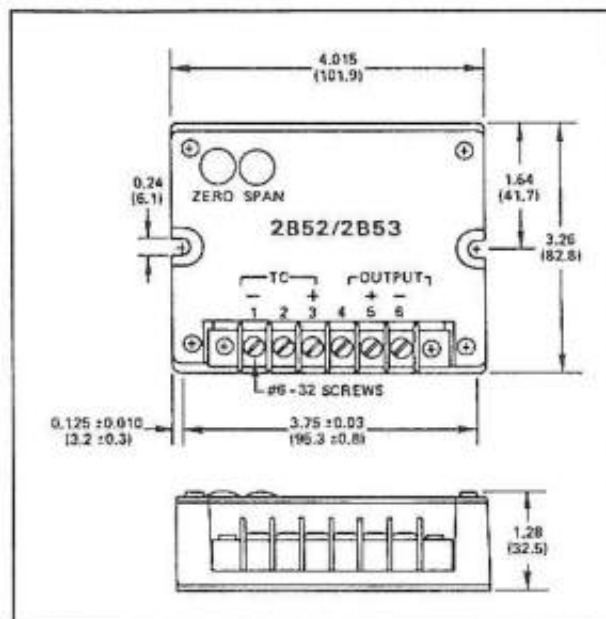
De 2B52 is een module, die het uitgangssignaal van een type-J, -K of -T thermokoppel galvanisch gescheiden omzet in een stroom tussen 4 mA en 20 mA. De uitgangsstroom is volledig proportioneel met de gemeten temperatuur. De uitgangskring is volledig aangepast aan de standaard twee-draads stroomlussen.

### Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing, speciaal, zie figuur 41
- leverbare uitvoeringen: figuur 42
- voedingsspanning: +12 V tot +60 V
- ingangsbereik: 100 mV max.
- ingangsimpedantie: 5 MΩ typisch
- biasstroom: 85 nA

- uitgangsbereik: 4 mA tot 20 mA
- minimale uitgangsstroom: 3,3 mA typisch
- maximale uitgangsstroom: 42 mA typisch
- onnauwkeurigheid:  $\pm 0,1\%$
- stabiliteit:  $\pm 0,015\text{ }^{\circ}\text{C}/^{\circ}\text{C}$
- isolatie: 600 V effectief
- CMR: 160 dB min.

**Figuur 41**  
Behuizing en  
aansluitgegevens  
van de 2B52



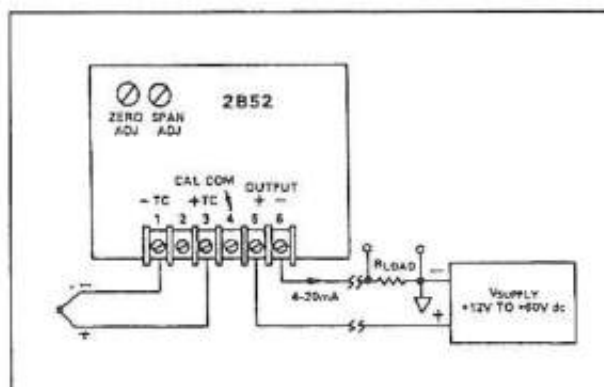
**Figuur 42**  
Leverbare  
uitvoeringen van de  
2B52

Range in $^{\circ}\text{C} (^{\circ}\text{F})$	TC Type	No
-100 to +300 (-148 to +572)	J, K, T	01
0 to +200 (+32 to +392)	T	02
0 to +500 (+32 to +932)	J	03
0 to +600 (+32 to +1112)	K	04
0 to +750 (+32 to +1382)	J	05
0 to +1000 (+32 to +1832)	K	06

**Standaard  
schakeling**

In figuur 43 is de algemeen bruikbare standaard schakeling rond de 2B52 voorgesteld.

**Figuur 43**  
Standaard  
toepassingsschema  
van de 2B52





## 2B53

**Thermokoppel  
stroomlus zonder  
isolatie voor type-J,  
-K en -T koppels**

De 2B53 is functie-compatible met de 2B52. Het enige verschil is dat deze module geen galvanische scheiding heeft tussen de thermokoppel-spanning en de stroomlus aan de uitgang.

**Technische  
gegevens**

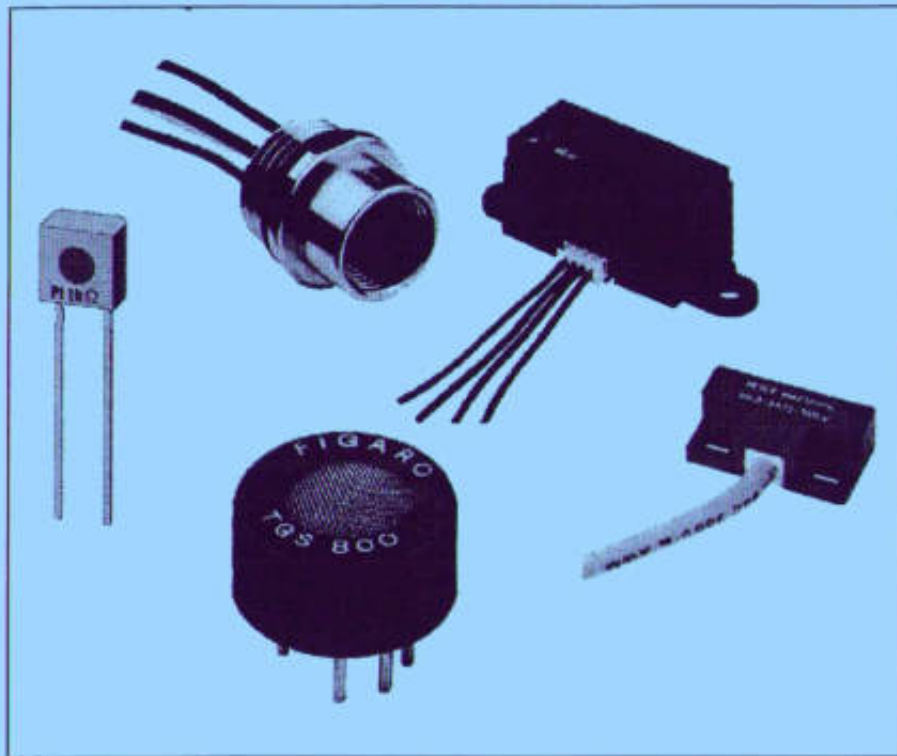
- fabrikant: Analog Devices
- behuizing, speciaal, zie figuur 41
- leverbare uitvoeringen: figuur 42
- voedingsspanning: +12 V tot +60 V
- ingangsbereik: 100 mV max.
- ingangsimpedantie: 5 M $\Omega$  typisch
- biasstroom: 30 nA
- uitgangsbereik: 4 mA tot 20 mA
- minimale uitgangsstroom: 2,0 mA typisch
- maximale uitgangsstroom: 28 mA typisch
- onnauwkeurigheid: +/-0,1 %
- stabiliteit: +/-0,015 °C/°C

**Overige gegevens**

Voor de voorbeeld-schakeling wordt verwezen naar de bespreking van de 2B52.



# Groot elektronische sensoren boek



**Deel 7**  
**Gas en rook sensoren**

[www.waagrecht.nl](http://www.waagrecht.nl)





# Inleiding

## Detectie van schadelijke gassen van levensbelang!

Af en toe leest men in de krant trieste berichten over gestikte mensen, die hun woning verwarmden met steenkoolkachels of allesbranders, of die om het leven komen door een gaslek in huis. Triest, omdat dergelijke ongevallen gemakkelijk en voor relatief weinig geld te voorkomen zijn. Er bestaan namelijk goedkope sensoren, die schadelijke gasvormige verontreiniging van de lucht onmiddellijk detecteren en waarmee zeer eenvoudige alarmschakelingen te bouwen zijn.

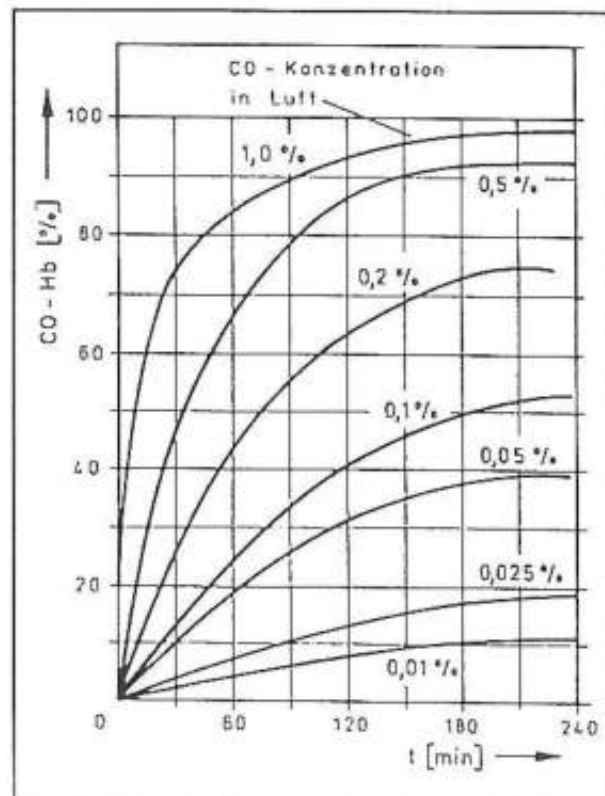
## Ideaal doe-het-zelf project

Vreemd is dat een heleboel elektronische doe-het-zelvers wél investeren in een inbraakalarm, maar dat maar weinig gasalarmen in gebruik zijn. En dat terwijl het bouwen van een gasalarm nog veel eenvoudiger is dan het aanleggen van een volledig inbraakalarm!

## Koolstofmonoxyde grote boosdoener

Een van de gevaarlijkste gassen die in een huis kunnen ontstaan is koolstofmonoxyde, met als chemische formule CO. Dit gas komt vrij bij onvolledige verbranding van organische materialen zoals steenkool, hout en aardolieën (benzine!). Het grote gevaar van dit gas is dat het reuk- en kleurloos is en dus niet wordt opgemerkt door de zintuigen. Het CO-gas bindt zich zeer gemakkelijk aan de hemoglobine die in het bloed zit en verhindert daardoor de normale opname van zuurstof door het bloed. De gevolgen van koolstofmonoxyde vergiftiging zijn misselijkheid bij zeer kleine concentraties tot dodelijke verstikking bij hoge concentraties. In de grafiek van figuur 1 zijn de gevolgen van het inademen van met koolstofmonoxyde verontreinigde lucht getekend. De grafiek geeft het verband tussen de inademingsduur in minuten (horizontaal) en de mate waarin CO in het hemoglobine wordt opgenomen (vertikaal) voor verschillende CO-concentraties in de lucht.

**Figuur 1**  
Verband tussen de inademingsduur van CO en de mate waarin dit gas in het bloed-hemoglobine wordt opgenomen



Bij een concentratie van slechts 1 % zal na vier uur alle hemoglobine in het bloed zich met CO in plaats van met zuurstof verbinden! Het bloed is dan absoluut niet meer in staat zuurstof op te nemen met als gevolg de dood. Zelfs bij een CO-concentratie van 0,05 % treedt na vier uur bewusteloosheid en coma op.

In omgevingen waar gevaar bestaat voor CO-verontreiniging van de lucht, zoals garages, motorcompartimenten van schepen, verwarmde tenten, met steenkoolkachels of hout gestookte ruimtes, etc, is het dus van groot belang alarmsystemen te installeren die de concentratie van CO in de lucht kunnen meten.

**Andere gassen** Behalve CO zijn er nog andere gassen, die bij een te grote concentratie schadelijk voor de gezondheid zijn. Een van de gassen die tegenwoordig volop in de belangstelling staat is ozon. Ozon ontstaat bijvoorbeeld bij elektrische ontladingen door de lucht, waarbij een normaal zuurstofatoom  $O_2$  wordt omgezet in een isotoopatoom  $O_3$ . Dit ozongas werkt zeer oxyderend en reactief. Die (onzichtbare) ontladingen ontstaan bijvoorbeeld in kopieermachines, laserprinters en monitoren. In kantoorruimtes waar veel van dergelijke apparaten aanwezig zijn kan de ozon-concentratie tot onaanvaardbare hoogte oplopen. Maar daarnaast zijn er tal van andere gassen die ongewenst, schadelijk of brandbaar zijn en waarvan men dus graag de concentratie wil meten, zoals:

- koolstofdioxide ( $CO_2$ );
- propaan;
- butaan;
- methaan;
- alcohol;
- waterstof;
- ethanol;
- aardgas.

**Geen vuur zonder rook!** Gassensoren zijn echter ook goed bruikbaar als brandmelder. De normale blusinstallaties, die tegenwoordig verplicht zijn in ieder openbaar gebouw, zijn niet geschikt voor huisgebruik. Deze zogeheten Sprinkler-systemen reageren immers op temperatuur en sproeien bij overschrijding van een bepaalde drempel automatisch een waternevel in de ruimte. Er zijn echter speciale rookdetectoren ontwikkeld, die niet op temperatuur reageren, maar op de aanwezigheid van roetdeeltjes in de lucht. Deze geven een alarm af als bijvoorbeeld de keuken vol rook komt te hangen, omdat er iets op het fornuis staat aan te branden.

**Sensorsystemen** Voor al deze gassen zijn sensorsystemen ontwikkeld. Deze systemen kunnen in drie groepen ingedeeld worden:

– **Optische sensoren**

Deze zijn alleen bruikbaar voor het detecteren van grote concentraties van zichtbare gassen, zoals rook en fijne roetdeeltjes.

– **Ionisatiekamers**

Deze reeds tientallen jaren bestaande detectiesystemen zijn ook bedoeld voor het signaliseren van de aanwezigheid van rook, maar zijn veel gevoeliger dan de optische systemen.

– **Taguchi-sensoren**

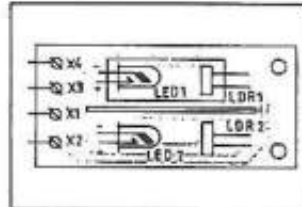
Deze sensoren zijn bruikbaar voor het detecteren van onzichtbare gassen en werken op halfgeleidende basis. Maar daarnaast zijn deze sensoren ook uitstekend geschikt voor de detectie van rookgassen.

**Bespreking** In de volgende subhoofdstukken worden de principes van deze sensorsystemen beschreven. Natuurlijk komen nadien de specifieke sensoren aan de orde en wordt besloten met een overzicht van in de wereldliteratuur en in fabrieksapplicaties beschreven nabouwschakelingen.

## Optische detectoren

**Werkingsprincipe** Optische detectoren vergelijken de lichtdoorlaatbaarheid van normale lucht met deze van de verontreinigde lucht, waarbij rekening wordt gehouden met de omgevingsintensiteit. Het principe van een dergelijk systeem is getekend in figuur 2.

**Figuur 2**  
Het principe van een optische rookdetector

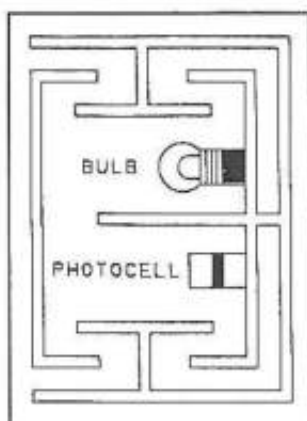


Twee volledig identieke LED's en twee volledig identieke LDR's worden op een printje gemonteerd. De afstanden tussen de LED's en de LDR's worden heel nauwkeurig aan elkaar gelijk gemaakt. Over een van de combinaties LED + LDR wordt een glazen buisje gemonteerd en wel zo dat de ruimte in het buisje volledig luchtdicht is afgesloten. Als er geen rook in de lucht is, zal het licht van beide LED's met identieke intensiteit op de LDR's invallen. De weerstanden van deze onderdelen zijn dan ook identiek. Is er echter rook in de lucht aanwezig, dan zal het licht van LED2 voor een deel door de rook geabsorbeerd worden, waardoor de weerstand van LDR2 groter wordt dan deze van LDR1. De tweede combinatie LED1 + LDR1 blijft natuurlijk zuivere lucht meten. Het weerstandsverschil tussen beide LDR's kan dan worden gemeten.

**Gevoeligheid** Het zal duidelijk zijn dat de gevoeligheid van dergelijke systeem niet erg groot is. Er moet al heel wat rook in de lucht aanwezig zijn alvorens dit optisch gedetecteerd kan worden.

**Eén LDR + LED** Naast deze zogenoemde differentiële optische systemen bestaan er echter ook systemen, die maar met één LED + LDR combinatie werken. De invloed van het omgevingslicht wordt hierbij uitgeschakeld door de sensor in een soort lichtsluis te monteren, waar wél de lucht vrijelijk doorheen kan stromen, maar waarbij het omgevingslicht wordt afgeschermd. In figuur 3 is de constructie van een dergelijke enkelvoudige optische sensor getekend. In de meeste gevallen wordt het lampje (of de LED) pulserend aangestuurd. Dat spaart stroom uit, zodat het mogelijk is een sensor uit een batterij te voeden. Het op de fotocel of LDR gereflecteerde licht wordt omgezet in een spanning, die wordt opgeslagen in een condensator. Als opeens die condensator minder wordt opgeladen betekent dit dat de lucht in de sensor verduisterd wordt door rook of roetdeeltjes. De schakeling vergelijkt het resultaat van iedere meting met de over de condensator aanwezige spanning van de vorige meting en zet een alarm in werking als er een groot verschil tussen beide spanningen ontstaat.

**Figuur 3**  
De constructie van  
een enkelvoudige  
optische sensor

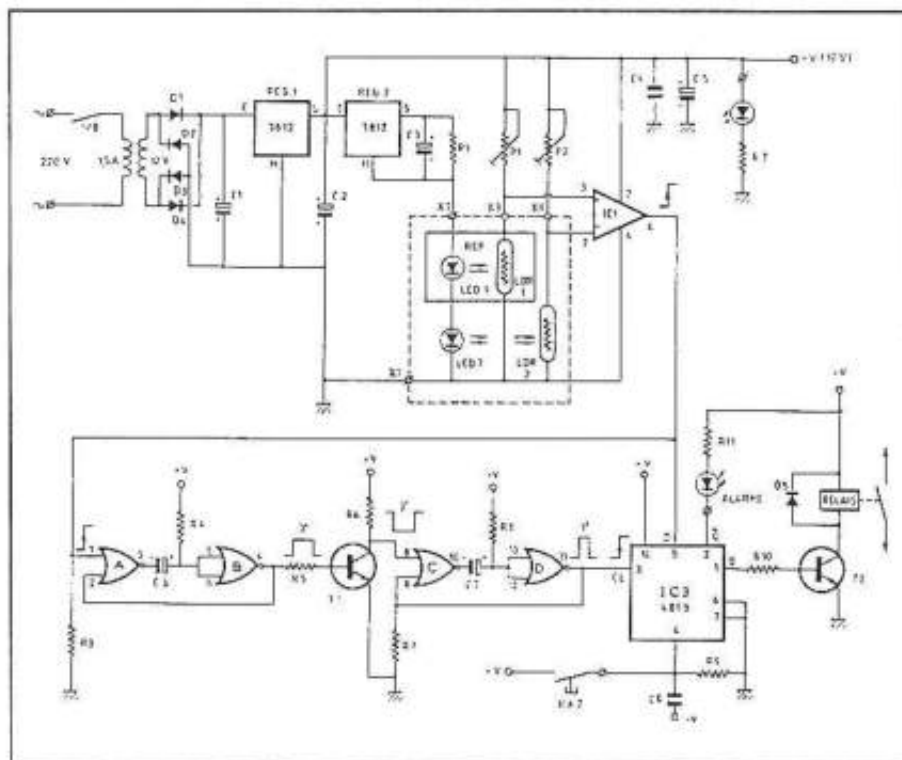


## Zelfbouw ideeën

**Eenvoudige  
zelfbouwschakeling  
met differentiële  
optische detector**

In figuur 4 is een praktische zelfbouwschakeling getekend rond het systeem van een differentiële sensor. Deze schakeling werd beschreven in het Franse tijdschrift "Electronique Pratique". De twee LED's worden door middel van de als constante stroombron geschakelde 7812 (REG2) gevoed uit een spanning van 12 V. Door de serieschakeling van beide onderdelen is men er zeker van dat de lichtopbrengst identiek blijft, bij geselecteerde exemplaren. De LDR's worden met voorschakelweerstand gevoed uit +12 V. De spanningen op de knooppunten worden vergeleken in een comparator. Met behulp van de instelpotentiometers P1 en P2 kan men de toch steeds aanwezig blijvende afwijkingen tussen beide kringen afregelen.

**Figuur 4**  
Een praktische  
schakeling met een  
optische  
rookdetector,  
gepubliceerd in  
"Electronique  
Pratique"



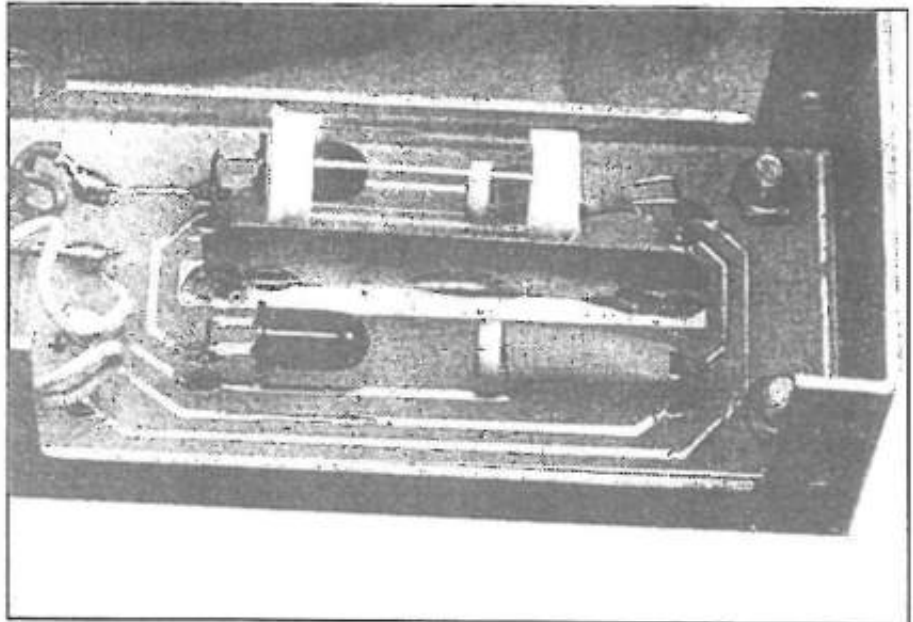
In absoluut rookvrije lucht moet men het systeem zo afregelen dat de spanning op punt X3 iets groter is dan de spanning op punt X4. Op het moment dat rook of roet wordt waargenomen zal de spanning op punt X4 groter worden dan de spanning op punt X3.



De uitgang van de comparator wordt positief. Deze positieve spanningssprong wordt aangeboden aan de D-ingang van de type-D flip-flop IC3. Maar het signaal gaat ook naar twee pulsformers rond vier NOR-poorten. De eerste pulsformer wekt een puls op met een breedte van ongeveer 3 seconde. Deze triggert een tweede monostabiele multivibrator, die een pulsje met een breedte van 1 seconde genereert. De voorflank van deze puls wordt aangeboden aan de clock-ingang van de flip-flop. De Q-uitgang zal op dit moment de informatie van de D-ingang overnemen. Deze tijdvertraging zorgt voor een effectieve onderdrukking van valse alarmen.

Stel, dat er een vlieg in de sensorconstructie terecht komt, waardoor IC1 steeds pulsjes afgeeft. Deze zijn maar even aanwezig, zodat het signaal op de D-ingang van de flip-flop alweer verdwenen is alvorens de twee monoflop's de met drie seconden vertraagde clock-puls leveren. De Q-uitgang wordt "H" als er een minstens drie seconde durende positieve spanning op de uitgang van de comparator verschijnt. Deze hoge spanning stuurt via de transistor T2 een alarmrelais. De  $\bar{Q}$ -uitgang wordt dan natuurlijk "L" en deze spanning zorgt voor het oplichten van de LED "ALARM". In figuur 5 wordt de constructie van de differentiële detector voorgesteld.

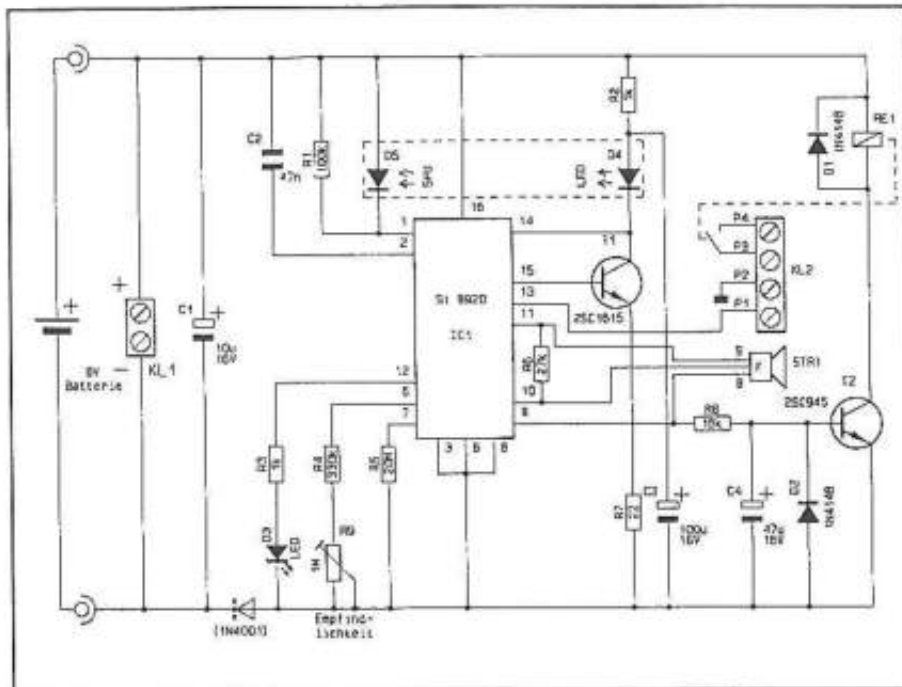
**Figuur 5**  
De constructie van de  
differentiële optische  
rookdetector



**Een eenvoudige  
rookdetector als  
bouwpakket**

Door de Duitse firma ELV (in Nederland vertegenwoordigd door onder andere DIL Elektronica) wordt een zelfbouwpakket van een eenvoudige rookdetector aangeboden. Het schema van deze detector, RM400 genoemd, is getekend in figuur 6. D4 is de LED, die door een speciaal IC intermitterend wordt aangestuurd. Het IC stuurt iedere zeven seconde een flinke stroompuls met een breedte van slechts 5 ms door de LED. Deze lichtpuls wordt gedetecteerd door de fotodiode D5 en door het IC versterkt. Het IC stuurt een stroompulsje door de LED D3, die dus om de zeven seconde even oplicht, als teken dat het alarm werkt. Vangt de fotodiode minder licht op dan normaal, dan wordt dit door het IC gedetecteerd. De schakeling gaat nu de puls frequentie naar de LED verhogen tot één puls per twee seconde. Vangt de fotodiode nu nog steeds minder licht op, dan wordt het alarm geactiveerd. Ook dit is een manier om de storingsgevoeligheid van het systeem te optimaliseren.

**Figuur 6**  
Een door ELV  
ontwikkelde  
rookdetector met  
enkelvoudige  
optische sensor

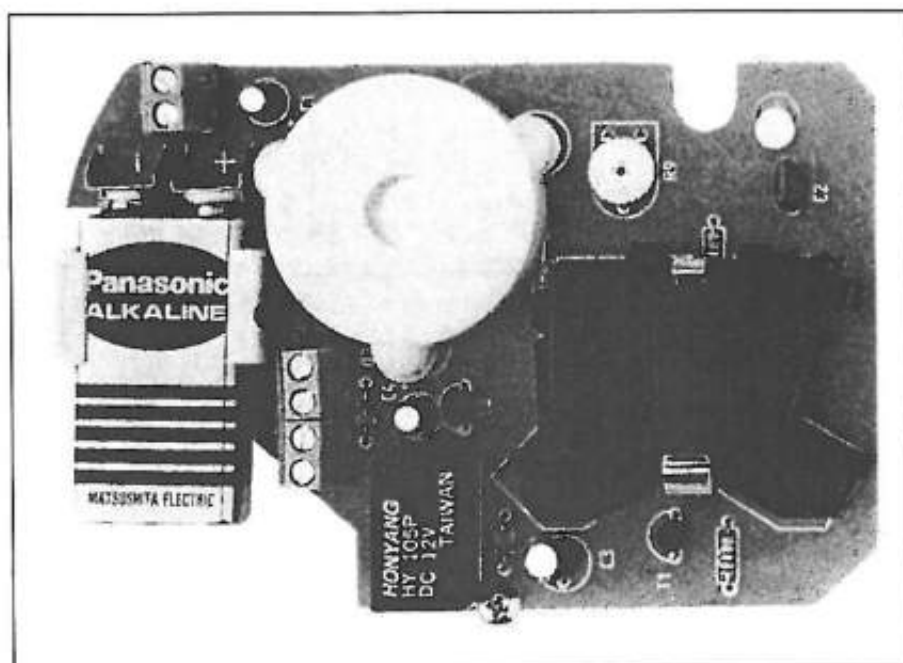


De schakeling stuurt nu een 1 kHz signaal met een top-tot-top waarde van 15 V naar de piëzo-ceramische zoemer STR1. Het gevolg is dat er een oorverdovend lawaai ontstaat. Bovendien wordt via de transistor T2 het alarmrelais RE1 aangestuurd. Het alarm blijft actief tot het systeem gedurende ongeveer 6 seconde geen verminderde lichtintensiteit op D5 waarneemt.

Het systeem keert dan terug naar de rustpositie, waarbij de LED D4 weer om de zeven seconde wordt geactiveerd.

In figuur 7 wordt de print voorgesteld, waarop het alarm is gemonteerd. Onder de zwarte kunststof behuizing, links onder, zijn de infrarode LED D4, de fotodiode D5 en het IC gemonteerd. De speciale behuizing staat er garant voor dat de lucht wel kan doorstromen, maar dat het omgevingslicht volledig wordt afgeschermd. Dank zij de speciale aansturing met zeer smalle pulsjes kan de schakeling ongeveer één jaar werken op een Alkali-Mangaan batterij van 9 V.

**Figuur 7**  
De constructie van de  
lichtsluis op de print  
van de schakeling



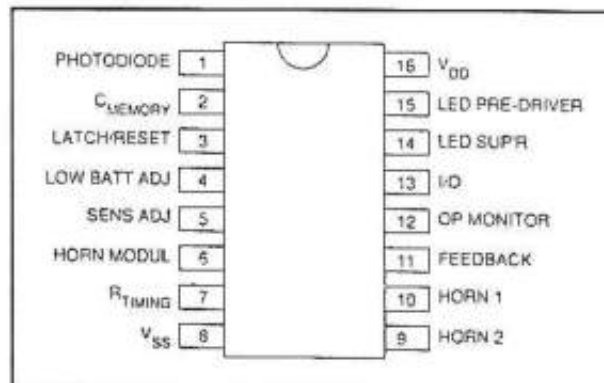
## De SD2: een speciaal IC

**De SD2, een besturing-IC voor eenvoudige optische sensoren**

Door de Amerikaanse fabrikant Supertex Inc. wordt een speciaal IC op de markt gebracht, dat alle taken voor het besturen en uitlezen van een eenvoudige optische rooksensor overneemt. De SD2 stuurt een infrarode LED om de acht seconde pulsvormig aan, de intensiteit van het door een infrarood gevoelige fotodiode opgevangen licht wordt gemeten en geëvalueerd.

Het IC heeft een uitgang voor het sturen van een piëzo-elektrisch alarm. De schakeling, ondergebracht in een DIL-16 behuizing, is in grote lijnen identiek aan de door ELV toegepaste Si8920. De aansluitgegevens zijn samengevat in figuur 8.

**Figuur 8**  
De aansluitgegevens van de SD2



De schakeling kan gevoed worden uit een spanning tussen +4,5 V en +15,0 V en verbruikt slechts 6  $\mu$ A stroom in de bewakingsfase van het proces. De "LED PRE-DRIVER"-uitgang stuurt via een externe transistor zeer smalle pulsen door een infrarode LED. Deze lichtpulsen worden opgevangen door een infrarood gevoelige diode. De stroom door deze diode wordt door de schakeling gecontroleerd. Aan de hand van de grootte van deze stroom kan de schakeling detecteren of er met rook verontreinigde lucht aanwezig is tussen de LED en de fotodiode. Wordt rook gedetecteerd, dan wordt een piëzo-ceramische zoemer geactiveerd. Via een "REMOTE"-pen kunnen diverse identieke schakelingen parallel geschakeld worden.

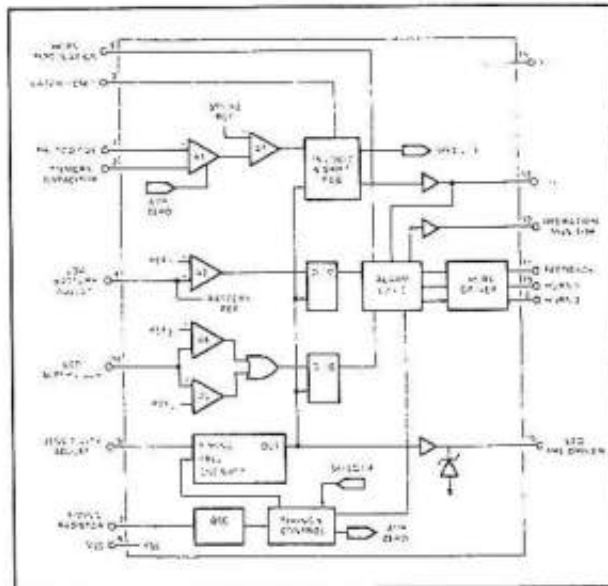
Via de "OPERATION MONITOR" uitgang, waarop een LED wordt aangesloten, kan de actieve status van de schakeling worden aangegeven. Via deze pen worden ook signalen afgegeven als de batterijspanning te laag wordt of als er iets mis is met de combinatie LED + fotodiode. In figuur 9 is het intern blokschema van de schakeling getekend.

### Aansluitpennen

Een korte beschrijving van de functie van alle aansluitpennen:

- Pen 1: fotodiode ingang  
Wordt verbonden met de kathode van de fotodiode, de anode hangt aan de positieve voedingsspanning.
- Pen 2: ingang geheugencondensator  
Een condensator aan deze ingang bepaalt de gevoeligheid van de detector, waarde kan variëren tussen 10 nF en 50 nF.
- Pen 3: latch/reset ingang  
Als deze ingang met de voeding wordt verbonden zal de schakeling na het detecteren van een alarm in de alarmtoestand blijven. Een reset ontstaat door deze ingang even naar de massa te trekken.

**Figuur 9**  
Het intern  
blokschema van de  
SD2



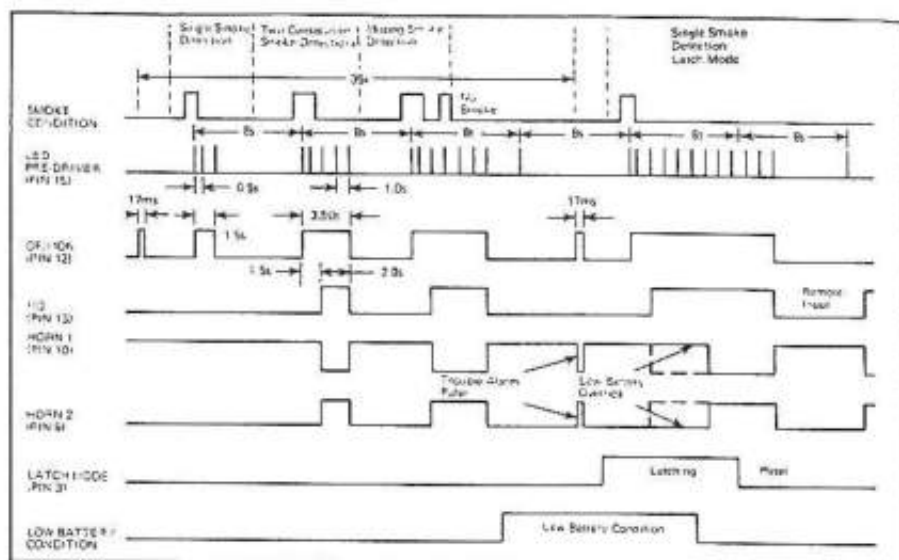
- Pen 4: low battery threshold  
Door deze pen via een weerstand met de massa te verbinden, kan men de drempelspanning van de batterij instellen, waarbij de schakeling een "LOW BAT"-conditie afgeeft.
- Pen 5: smoke sensitivity adjustment  
Door deze pen via een weerstand met de massa te verbinden kan men de gevoeligheid van de detector instellen.
- Pen 6: horn modulation control input  
Als deze pen met de voeding verbonden wordt, werkt het alarm intermitterend. Verbindt men deze pen met de massa, dan klinkt het alarm ononderbroken.
- Pen 7: timing resistor  
Een weerstand tussen deze pen en de massa stelt de oscillator-frequentie in.
- Pen 8: massa
- Pennen 9, 10 en 11: horn outputs  
Worden verbonden met de drie aansluitingen van de piëzo-ceramische transducer van het alarm.
- Pen 12: operation monitor  
Stuurt een puls van 17 ms breedte om de 35 s naar een LED, die aangeeft dat de schakeling actief is. Stroomcapaciteit is 4 mA. Deze LED wordt continu gestuurd als een alarm wordt gedetecteerd.
- Pen 13: multiple station input/output  
Deze pen kan verbonden worden met maximaal 22 identieke IC's. Deze pen gaat naar "H" als twee alarmsituaties zijn gedetecteerd.
- Pennen 14 en 15: LED supervisor  
Deze twee pennen moeten met de stroombesturing van de LED worden verbonden. Pen 15 kan maximaal 13 mA leveren en is zener geclamt op een spanning van 6,7 V.

**Timing van de werking** De volledige timing van de werking van de schakeling is getekend in figuur 10.

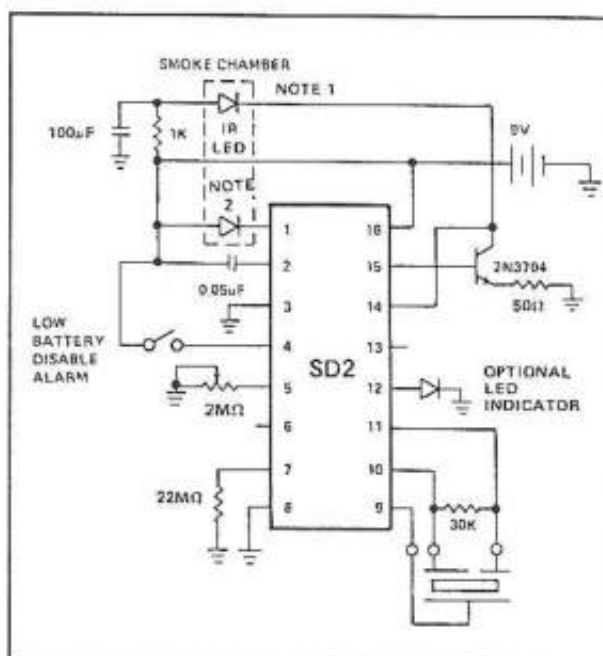
**Voorbeeld schakeling** De door de fabrikant voorgestelde standaardschakeling rond de SD2 voor het samenstellen van een zelfstandig werkend rookalarm is getekend in figuur 11. Vanwege de zeer lage stroomopname kan de voeding verzorgd worden door een 9 V batterij.



**Figuur 10**  
De timing van een  
volledige werkcyclus  
van de SD2



**Figuur 11**  
De standaard  
schakeling rond de  
SD2 van Supertex



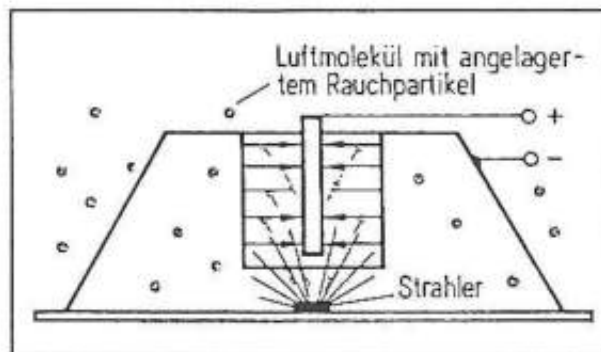
## Ionisatiekamers

**Werking** In openbare gebouwen, waar men om de een of andere reden geen Sprinkler sproei-installatie kan aanbrengen, hangen kleine kastjes tegen het plafond. Hierop kan men het bekende "stralingsgevaar"-tekentje opmerken. Dan weet men zonder enige twijfel dat in dat gebouw een brandmeldinstallatie aanwezig is die werkt met ionisatiekamers. Een ionisatiekamer is in wezen niets anders dan een kleine condensator, die op een speciale manier samengesteld is. In figuur 12 is een doorsnede getekend door zo'n kamer. Een elektrode van de condensator bestaat uit een dun metalen staafje. De tweede elektrode is cilindervormig rond de centrale elektrode opgesteld. Deze cilindervormige elektrode is gemaakt van geperforeerde metaalplaat, zodat de lucht tussen de elektroden kan stromen.

De lucht tussen de twee elektroden vormt uiteraard het diëlektricum van de condensator. Onder de condensator is een klein radioactief preparaat opgesteld. Dit straalt de lucht tussen de twee elektro-

den aan. Sommige atomen in de luchtmoleculen in het diëlektricum worden door deze straling geïoniseerd. Het atoom vervalt dus in negatief geladen vrije elektronen en positief geladen ionen. Legt men nu over de condensator een kleine gelijkspanning aan, dan zullen de vrije elektronen door de positieve plaat worden aange-trokken en de positieve ionen door de negatieve plaat.

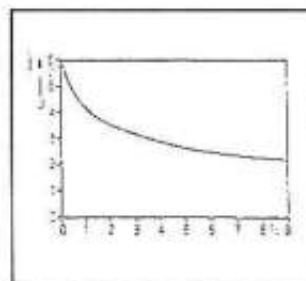
**Figuur 12**  
Een doorsnede door  
een ionisatiekamer



Er ontstaat dus een kleine stroom, die in de grootte-orde ligt van 10 tot 30 pA. De grootte van deze stroom is niet alleen afhankelijk van de intensiteit van de straling, maar ook van de beweeglijkheid van elektronen en ionen tussen beide platen. Als de lucht verontreinigd wordt door zware rookdeeltjes zal deze beweeglijkheid gaan dalen. De ionen en elektronen botsen nu immers tegen deze grote, zware deeltjes, waardoor zij zigzag gaan bewegen en de afgelegde weg toeneemt. Het gevolg is dat de stroom daalt. Bovendien krijgen de vrije elektronen hierdoor meer kans om met de positieve ionen te recombineren. Ook dit veroorzaakt een daling van de stroom. Deze zeer kleine stroomdaling kan gedetecteerd worden. Dit gebeurt door de ionisatiekamer, samen met een seriële weerstand, over een gelijkspanning aan te sluiten. De spanningsval over de weerstand is dan uiteraard een maat voor de ionisatiestroom. Omdat de impedantie van de ionisatiekamer heel erg hoog is, moet ook de seriële weerstand zeer groot zijn. Vaak gebruikt men een weerstand van niet minder dan 300 GΩ, die in de meeste gevallen in de ionisatiekamer geïntegreerd wordt.

**Gevoeligheid** Ionisatiekamers zijn zeer gevoelig, hetgeen blijkt uit de grafiek van figuur 13. Zelfs bij een rookconcentratie in de lucht van slechts 1 %, valt de spanning op het knooppunt tussen ionisatiekamer en seriële weerstand enige volt terug.

**Figuur 13**  
Deze grafiek geeft de  
spanningsval over  
een ionisatiekamer in  
relatie tot de  
procentuele  
verontreiniging van  
de lucht



**Soorten** Ook bij ionisatiekamers maakt men onderscheid tussen enkelvoudige uitvoeringen en differentiële detectoren. Bij de laatstgenoemde zijn er twee identieke ionisatiekamers aanwezig, die bestraald worden door hetzelfde radioactieve preparaat. Eén kamer is open, de andere is echter hermetisch gesloten. Door gebruik te maken van differentiële kamers wordt het radioactief verval van het pre-

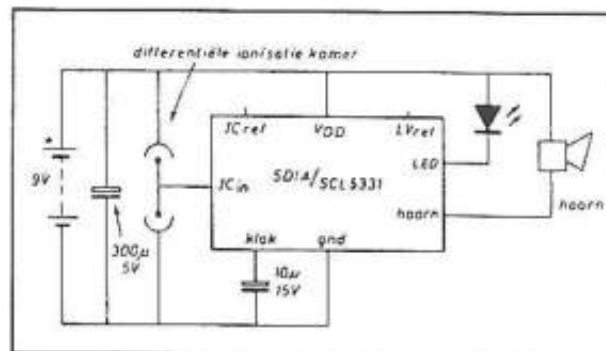
paraat, waardoor het preparaat in de loop der jaren steeds minder gaat stralen, gecompenseerd. Vanwege de zeer hoge impedantie van het systeem moet men speciale zeer hoogimpedante schakelingen ontwikkelen om de ionisatiekamer af te sluiten. Door enige IC-fabrikanten worden hiervoor speciale schakelingen op de markt gebracht.

## Speciale IC's

### De SD1A en SCL5331

Twee Amerikaanse fabrikanten, Supertex Inc. en Solid State Scientific, brengen onder typenummers SD1A en SCL5331 twee volledig identieke IC's op de markt voor het aansturen en uitlezen van differentiële ionisatiekamers. De IC's worden in de handel gebracht in DIL-14 en in TO-100 behuizing. Een voorbeeldschakeling is getekend in figuur 14.

**Figuur 14**  
De standaard  
schakeling rond de  
SD1A of SCL5331



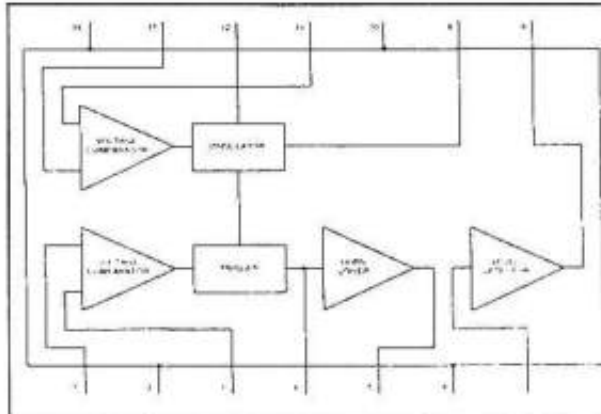
De buitenste elektroden van beide ionisatiekamers worden aangesloten op de voeding en de massa. De staafvormige binnenelektroden gaan gemeenschappelijk naar de pen  $I_{in}$  van het IC. Deze ingang heeft een impedantie van meer dan  $10^{13} \Omega$ , zodat de ionisatiekamers nauwelijks belast worden. De LED die op de uitgang LED is aangesloten licht om de veertig seconden op, als teken dat de schakeling actief is. Wordt een verschil in geleiding tussen beide kamers vastgesteld, dan wordt de uitgang "HOORN" naar de massa getrokken en kan deze uitgang een stroom van 0,5 A verwerken. Hierop kan men dus een zware elektromechanische sirene aansluiten. Als de voedingsspanning onder de kritische waarde daalt zal de HOORN-uitgang om de veertig seconde even naar de massa worden getrokken. Deze tijd wordt bepaald door de waarde van de condensator die is aangesloten tussen de massa en de pen KLOK. Wordt deze ingang rechtstreeks met de voeding verbonden, dan wordt het beschreven waarschuwingssysteem tegen te lage spanning buiten gebruik gesteld en vervangen door het continu oplichten van de LED die op de uitgang LED is aangesloten. De schakeling verbruikt in ruststand ongeveer  $7 \mu A$  bij een voedingsspanning van 9 V.

### De SD3

De door Supertex Inc. op, de markt gebrachte SD3 werkt in feite identiek aan de reeds beschreven SD1A. Het enige verschil is dat de HOORN-uitgang is vervangen door een uitgang die een blokspanning genereert die een piëzo-ceramische transducer kan aansturen. Dit alarm kan continu of intermitterend worden ingeschakeld. De frequentie op de HOORN-uitgang is frequentiegemoduleerd, waardoor een sirene-achtig geluid ontstaat.

**MEM4962** De MEM4962 van General Instruments Microelectronics is speciaal ontwikkeld voor het afsluiten van enkelvoudige hoogohmige ionisatiekamers. De ingangstrap heeft een impedantie van  $10^{13} \Omega$ . De schakeling is bedoeld voor batterijvoeding en heeft een ingebouwd alarm als de batterijspanning onder een bepaalde drempel valt. De schakeling verbruikt  $10 \mu A$  in standby mode bij een voedingsspanning van 12 V. Het intern blokschema met de aansluitgegevens is getekend in figuur 15.

**Figuur 15**  
Aansluitgegevens en  
intern blokschema  
van de MEM4962



De MEM4962 heeft vier werkingsmodi:

– **Stand-by**

Dit gebeurt als  $V_1 < V_3$  en  $V_{11} < V_{13}$ . De oscillator is uitgeschakeld en de alarmuitgang is "L".

– **Alarm**

Dit gebeurt als  $V_1 > V_3$  en  $V_{11} < V_{13}$ . De oscillator is uitgeschakeld en de alarmuitgang is "H".

– **Low battery**

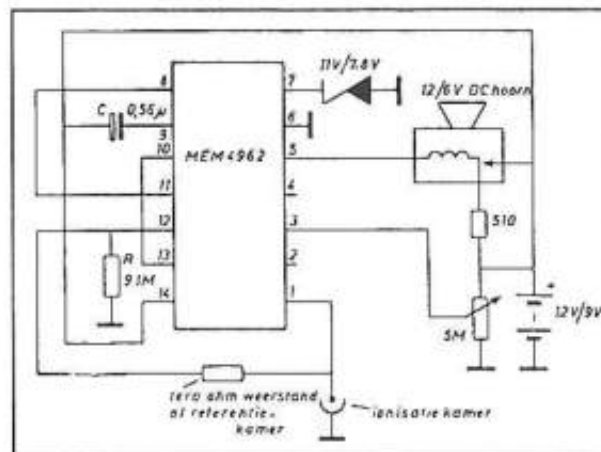
Dit gebeurt als  $V_1 < V_3$  en  $V_{11} > V_{13}$ . De oscillator is ingeschakeld en de alarmuitgang wordt intermitterend "L" en "H" gestuurd met een duty-cycle van 1/1.500 en met een frequentie die gegeven wordt door  $8 \cdot RC$ .

– **Low battery alarm**

Dit gebeurt als  $V_1 > V_3$  en  $V_{11} > V_{13}$ . De oscillator is ingeschakeld en de alarmuitgang is "H".

In figuur 16 is het standaardschema rond de MEM4962 getekend. Met de potentiometer van 5 M $\Omega$  kan de gevoeligheid ingesteld worden.

**Figuur 16**  
Standaard schakeling  
rond de MEM4962

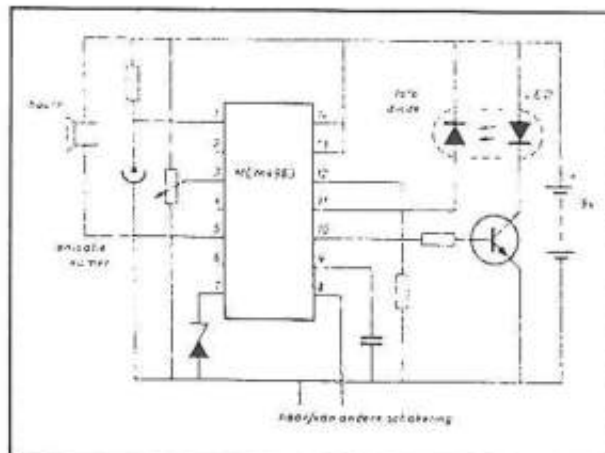


**MEM4963** Door dezelfde fabrikant wordt ook de MEM4963 in de handel gebracht. Op dit IC kan zowel een enkelvoudige ionisatiekamer als



een enkelvoudige optische sensor worden aangesloten. Op deze manier kan men een brandalarm ontwerpen, dat optimaal gevoelig is voor allerlei soorten van rook en roet. In figuur 17 is de standaard schakeling rond dit IC getekend.

**Figuur 17**  
Standaard schema  
rond de MEM4963



Bij gebruik van een 9 V batterij trekt de schakeling om de 10 seconde slechts 150  $\mu$ A stroom. Via pen 8 kan de schakeling met andere identieke detectoren worden verbonden. Als één schakeling een alarm detecteert worden de HOORN-uitgangen van alle schakelingen geactiveerd. In een alarmsituatie wordt het onderstaande prioriteitschema aangehouden:

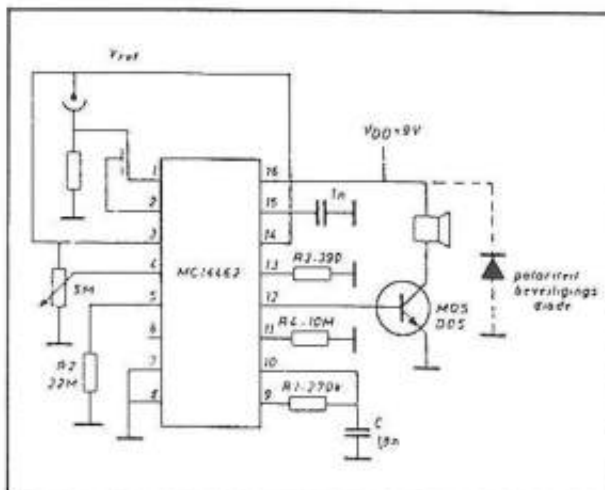
- plaatselijke rookontwikkeling bij de betreffende detector;
- rookontwikkeling op een afstand bij een andere detector;
- te lage batterijspanning;
- stand-by.

Het alarmsignaal voor te lage batterijspanning bestaat uit 20 ms brede impulsen die om de 40 seconde de hoorn van de betreffende schakeling aansturen. Bij rookontwikkeling op afstand levert het IC elke 0,1 seconde een toontje met een duur van 20 ms. Bij plaatselijke rookontwikkeling zal de hoorn continu gestuurd worden.

#### MC14461 en MC14462

Twee vrijwel identieke IC's van Motorola, die alleen verschillen in hun ingangstrappen. De 14461 heeft een zeer hoogohmige ingangstrap, voorzien van beveiligingsschakelingen die raad weten met elektrostatische ladingen, die zich op de centrale elektrode van de ionisatiekamer zouden kunnen opstapelen. De 14462 heeft een niet beschermde ingangstrap. In figuur 18 is het basisschema rond deze schakelingen getekend.

**Figuur 18**  
Het basisschema  
rond de MC14461 en  
MC14462

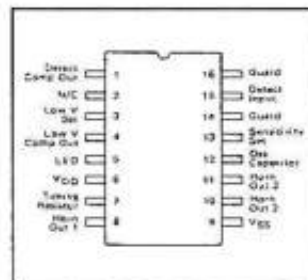


De schakelingen zijn bedoeld voor samenwerking met een eenvoudige ionisatiekamer. Bij levering zijn de pennen 1 en 2 door middel van een draadbrug kortgesloten. Deze draadbrug mag alleen verwijderd worden nadat het IC in de print is gemonteerd. De schakelingen verbruiken in de normale wachtmodus slechts  $2\text{ }\mu\text{A}$  uit een batterijspanning van  $9\text{ V}$ . De maximale uitgangsstroom op pen 12 bedraagt slechts  $12\text{ mA}$ , zodat voor het aansturen van een sirene een extra transistor noodzakelijk is.

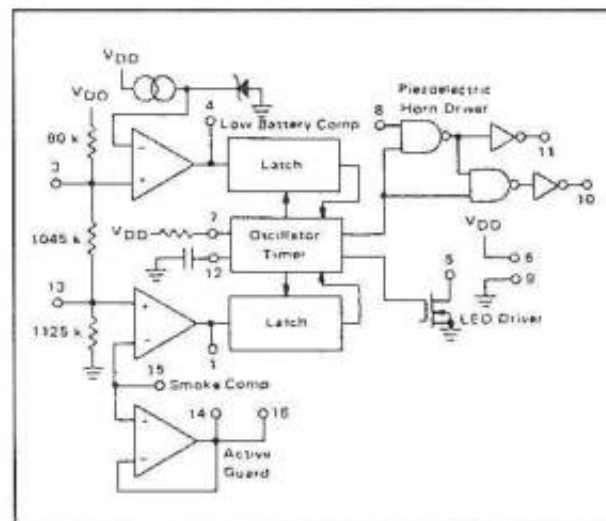
**MC14466**  
**MC14467**  
**MC14468**

Ook deze drie schakelingen worden door Motorola in de handel gebracht en zijn vrijwel identiek. De MC14466 is ontwikkeld voor toepassing in batterijgevoede rookmelders met ionisatiekamer. Het IC bevat alle noodzakelijke schakelingen om met een minimum aan externe componenten een functioneel apparaat samen te stellen. De schakeling heeft twee uitgangen. De eerste stuurt een piezo-ceramische resonator als alarm, de tweede een LED die de status van de schakeling aangeeft. De verbinding tussen ionisatiekamer en IC kan tamelijk lang zijn, omdat het IC over een guarded-ingang beschikt. Het ingangssignaal van de kamer wordt gebufferd en weer ter beschikking gesteld. Het gebufferde signaal wordt gebruikt om de afscherming van de kabel te voeden. Tussen centrale ader en afscherming staat dus een verwaarloosbaar spanningsverschil, zodat de capacatieve impedantie van de kabel wordt uitgeschakeld en geen belasting vormt voor de zeer hoogohmige ionisatiekamer. Door de zeer hoogohmige CMOS-ingang op pen 15 is de MC14466 zeer gevoelig voor statische ladingen. De MC14466 wordt geleverd met de pennen 14, 15 en 16 galvanisch doorverbonden door middel van een metalen stripje. Na verwijdering van dit stripje moet men het IC met de grootst mogelijke omzichtigheid behandelen. In de figuren 19 en 20 worden de aansluitgegevens en het intern blokschema van de MC14466 gegeven.

**Figuur 19**  
**Aansluitgegevens**  
**van de MC14466**



**Figuur 20**  
**Intern blokschema**  
**van de MC14466**

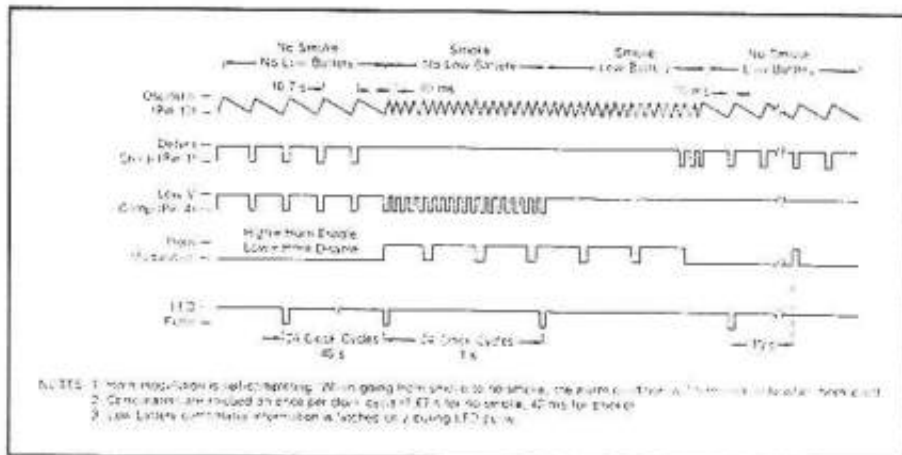


De interne oscillator van de MC14466 werkt met een periode van 1,67 s gedurende de rustfase. Na iedere periode wordt de voedingsspanning even aan de interne schakelingen van het IC aangeboden. Er wordt dan gemeten of de ionisatiekamer een signaal afgeeft dat duidt op de detectie van rook. Iedere 24 perioden wordt de spanning van de batterij gecontroleerd door deze te vergelijken met de spanning over een interne zenerdiode. Als rook wordt gedetecteerd wordt de periode van de interne oscillator opgevoerd tot 40 ms. De alarmuitgang wordt vrijgegeven, zodat de piezo-ceramische zoemer wordt geactiveerd.

De zoemer wordt gestuurd met een puls/pause-verhouding van 200 ms en 40 ms. De LED-uitgang wordt bovendien gestuurd met een frequentie van 1 Hz. Het spanningsverschil tussen de uitgang van de ionisatiekamer en de guard-uitgangen van het IC bedraagt maximaal 100 mV. De drempels voor het detecteren van een alarm en een te lage batterijspanning worden intern ingesteld door middel van spanningsdelers.

Beide drempels kunnen echter extern aangepast worden door weerstanden te schakelen tussen de pennen 3 en 13 naar de massa of de voeding. Door pen 12 met de massa te verbinden wordt de schakeling continu onder spanning gezet, zodat het mogelijk is beide drempelspanningen experimenteel op de gewenste waarde in te stellen. De batterij wordt getest door om de 40 s gedurende 10 ms een ontladestroom van 10 mA uit de batterij te onttrekken. Deze stroom vloeit af via de LED. Gebruikt men geen LED, dan moet men dit onderdeel vervangen door een weerstand, zodat de batterijtest onder de gestelde condities doorgang kan vinden. Dank zij deze maatregelen verbruikt de schakeling slechts 9  $\mu$ A bij een voedingsspanning van +9 V. In figuur 21 is de volledige timing van één werkingscyclus de MC14466 getekend.

**Figuur 21**  
Het timingdiagram  
van een volledige  
werkingscyclus van  
de MC14466

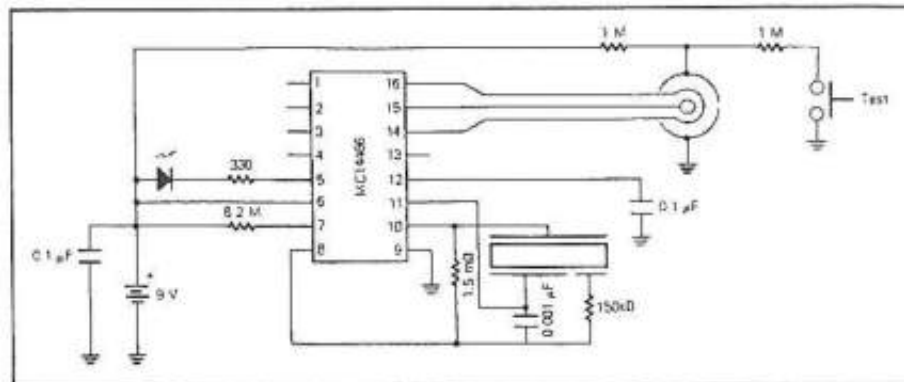


Figuur 22 geeft het door de fabrikant voorgeschreven schema. Duidelijk blijkt hieruit hoe de centrale elektrode van de ionisatiekamer met een afgeschermd kabel verbonden moet worden met de ingangen 14, 15 en 16 van het IC. Door de drukknop "TEST" kan men net doen alsof de ionisatiekamer rook heeft gedetecteerd. Op deze manier ontstaat een realistische mogelijkheid voor het testen van de werking van de schakeling.

De MC14467 is vergelijkbaar met de MC14466. Het enige verschil is dat de MC14467 is voorzien van beveiligingsdioden aan de zeer hoogohmige ingang 15. Daardoor is dit IC veel minder gevoelig voor statische ladingen tijdens het transport. Ook de MC14468 is in principe vergelijkbaar met de MC14466 en MC14467. Het enige

verschil is dat de MC14468 beschikt over een STROBE-ingang op pen 4. Daarnaast is pen 2 nu in gebruik en wel als "I/O". Met deze pen kan men tot 40 schakelingen parallel schakelen voor gemeenschappelijke signalisering. Bovendien bezit de MC14468 een power-on reset, die valse alarmen door triggering bij het aansluiten van de voedingsspanning uitsluit.

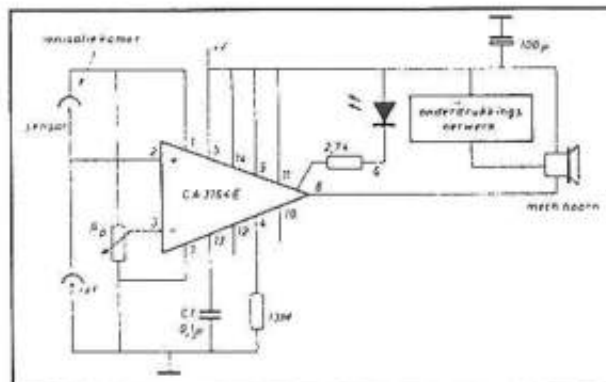
**Figuur 22**  
Het door Motorola  
voorgeschreven  
schema rond de  
MC14468



**TA10451 en  
CA3164E**

Twee volledig identieke IC's van RCA. De TA-code was de naam waaronder de eerste testreeks van dit IC de wereld werd ingestuurd. Toen bleek dat de schakeling voldeed werd de codering veranderd in CA3164E. Dit IC is een BiMOS-schakeling die ontworpen is voor het besturen van differentiële ionisatiekamers. Dank zij de BiMOS-technologie zijn de ingangen extreem hoogimpedant en trekt het IC een ingangsstroom van slechts 1 pA. De schakeling kan gevoed worden uit een batterij van 9 V en verbruikt dan niet meer dan 8 µA. Zoals uit het voorbeeldschema van figuur 23 blijkt, wordt de spanning op het knooppunt tussen beide ionisatiekamers vergeleken met een instelbare drempel.

**Figuur 23**  
Het door de fabrikant  
voorgeschreven  
toepassingschema  
rond de CA3164E



Op deze manier kan men de alarmgevoeligheid instellen met de potentiometer Rp. De schakeling stuurt een alarm-LED en een mechanische hoorn aan. Als de batterijspanning onder een bepaalde drempel zakt, zal de schakeling de hoorn en de LED intermitterend sturen. De condensator C1 moet een polycarbonaat exemplaar zijn of soortgelijke uitvoering met een eigen isolatieweerstand die groter is dan 10 GΩ.

## Taguchi-sensoren

### Principiële werking

Taguchi-sensoren werken volgens een principe dat door de Japanse wetenschapper Taguchi werd ontdekt. Deze sensoren worden



dan ook "TGS" genoemd, letterwoord voor "Taguchi Gas Sensor". Als men een laagje metaaloxijde met N-materiaal doteert en dit laagje tot 100 à 300 °C verwarmt, dan stelt men vast dat de weerstand van de laag afhankelijk wordt van de samenstelling van de lucht. Dit verschijnsel wordt veroorzaakt doordat het hete laagje zuurstof kan absorberen uit de omringende lucht. De mate van absorptie wordt echter verstoord als er in de lucht verontreinigde gassen aanwezig zijn. Dit verschijnsel wordt het "NPC-effect" genoemd, afkorting van "Negative Pollution Coëfficiënt". Hoe meer verontreiniging in de lucht, hoe lager de weerstand van het laagje wordt. De weerstandsvariatie tussen zuivere lucht en verontreinigde lucht kan een factor 20 bedragen. Afhankelijk van het soort oxyde, de mate van dotering en de werktemperatuur kan men Taguchi-sensoren maken die het gevoeligst zijn voor een specifiek gas. Er zijn sensoren in de handel voor koolmonoxyde, ozon, alcohol, methaan, buthaan, etc.

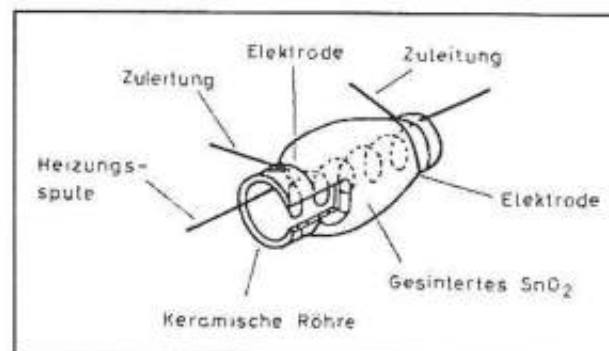
#### Belangrijke opmerking

Vanwege de grote absorptiecapaciteit van de sensor is deze ook zeer gevoelig voor gassen, die men *niet* wilt meten. Een van de grote boosdoeners is waterdamp en men moet dan ook speciale maatregelen treffen om de in koude toestand geabsorbeerde watermoleculen te verwijderen. Een van de voor de hand liggende oplossingen is de sensor continu, dus dag en nacht, met de voedingsspanning verbonden te houden.

#### De sensor met enkele gloeidraad

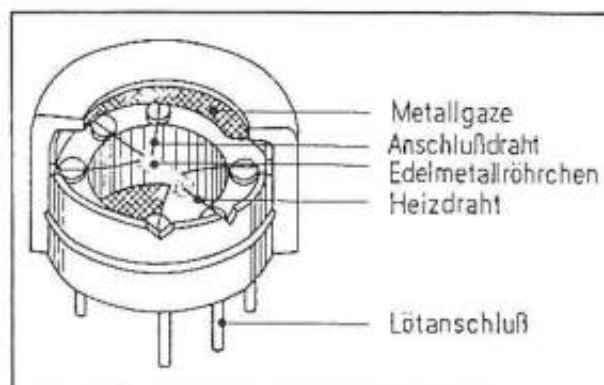
De meest eenvoudige Taguchi-sensor is getekend in figuur 24. De sensor is opgebouwd rond een verwarmingselement met een nikkelchroom gloeidraad. Rond dit element zit een ceramisch buisje, waarop de gevoelige laag is opgedampt.

**Figuur 24**  
De samenstelling van een Taguchi-detector met enkele gloeidraad



Beide uiteinden van deze laag worden met twee (of vier) elektroden verbonden met de pennen van de behuizing. Men kiest meestal voor vier elektroden, omdat dit een mechanisch steviger constructie waarborgt. De praktische uitvoeringsvorm van een Taguchi-sensor met enkelvoudige gloeidraad is getekend in figuur 25. Het eigenlijke sensorelement is opgehangen in een cilindervormige behuizing, die aan de boven- en onderzijde open is. Op deze manier wordt gegarandeerd dat de te meten lucht vrij rond de sensor kan stromen. Vaak is in de behuizing een laagje actieve koolstof aangebracht, die de sensor minder gevoelig maakt voor stikstofverbindingen zoals NO en NO<sub>2</sub>. Dit zijn namelijk onschadelijke gassen, waarvan het niet de bedoeling is de concentratie te meten. De meeste Taguchi-sensoren met enkele gloeidraad hebben zes aansluitpennetjes, waarvan twee bedoeld zijn voor het voeden van de gloeidraad en de vier overige paarsgewijs met de uiteinden van de sensor verbonden zijn.

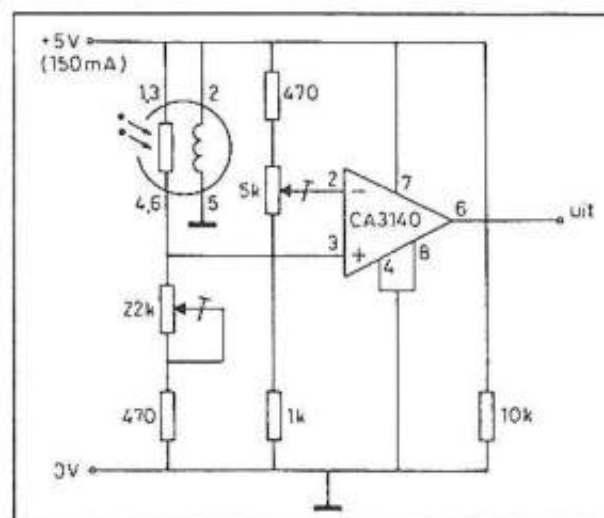
**Figuur 25**  
De praktische uitvoering van een Taguchi-sensor met enkelvoudige gloeidraad



### Basisprincipe

In figuur 26 is het basisprincipe van het toepassen van een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad getekend. Zoals te verwachten valt, neemt men het sensorelement op in een serieschakeling met een vaste weerstand. Het sensorelement is niet gepoold, de werking is dus onafhankelijk van de stroomrichting. De spanning op het knooppunt is een maat voor de verontreiniging van de lucht. Deze spanning wordt in een als comparator geschakelde operationele versterker vergeleken met een referentiespanning. Met de twee instelpotentiometers kan men de gevoeligheid van het systeem instellen. De gloeidraad wordt meestal gevoed met 5 V. Dat kan wissel- of gelijkspanning zijn.

**Figuur 26**  
De basisschakeling rond een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad

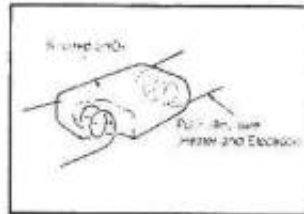


Sensoren met enkele gloeidraad zijn bedoeld voor continu-bedrijf. De gloeidraad met dus dag en nacht onder spanning blijven staan. Bovendien moet deze spanning zeer constant zijn, omdat de weerstand van het sensorelement ook zeer afhankelijk is van de temperatuur. Vandaar dat men in de praktijk meestal met een gestabiliseerde gelijkspanning voedt. Compensatie voor schommelingen in de omgevingstemperatuur zij echter niet noodzakelijk, omdat het element op een werktemperatuur van ongeveer 300 °C staat.

### De Taguchi-sensor met dubbele gloeidraad

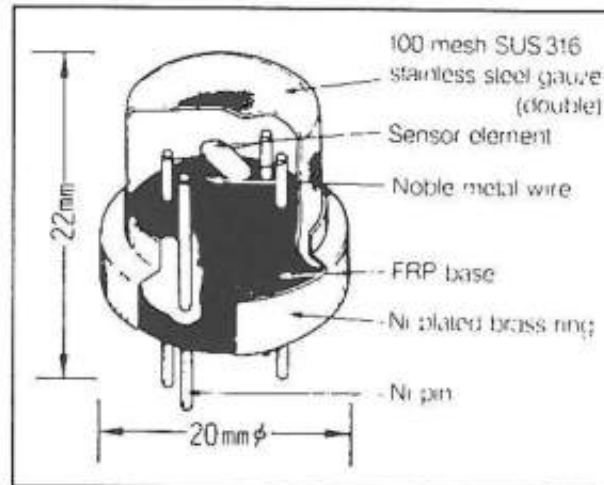
Voor sommige toepassingen worden sensoren gemaakt met twee gloeidraden. De opbouw van een dergelijke sensor is geschetst in figuur 27. De twee gloeidraden zijn nu ingegoten in een blokje basismateriaal. Het gevolg is dat de thermische tijdconstante veel groter wordt. De sensor is minder gevoelig voor variaties in gloeidraadspanning en reageert trager op plotselinge verontreinigingen van de lucht.

**Figuur 27**  
De samenstelling van  
een Taguchi-sensor  
met twee gloeidraden



In figuur 28 is de mechanische constructie van een dergelijke sensor getekend. De behuizing heeft nu meestal slechts vier aansluitpennen, die verbonden zijn met de twee gloeidraden. De sensor hangt als het ware vrij in de lucht tussen deze vier pennen, zodat de omgevingslucht de sensor goed kan bereiken.

**Figuur 28**  
De mechanische  
constructie van een  
sensor met twee  
gloeidraden

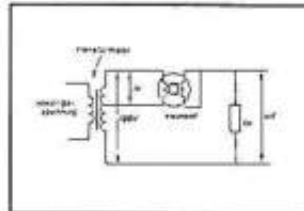


De aansluitingen van de gloeidraden hebben bij deze sensoren een dubbele functie. Enerzijds voeden zij de gloeidraden, anderzijds vormen zij de meetpunten waartussen met de weerstand van de sensor kan meten. Een en ander heeft wel tot gevolg dat men ingewikkelder schakelingen nodig heeft om de sensor uit te lezen. In de meeste gevallen moet men de voedingsspanning van de gloeidraden uitschakelen als men de sensorweerstand wilt meten.

### Basisprincipe

In figuur 29 is het basisschema rond een sensor met twee gloeidraden getekend. Sensoren met dubbele gloeidraad kunnen worden toegepast in batterijgevoede apparatuur, die alleen wordt ingeschakeld als men een meting moet verrichten.

**Figuur 29**  
Het basisschema  
rond een  
Taguchi-sensor met  
twee gloeidraden

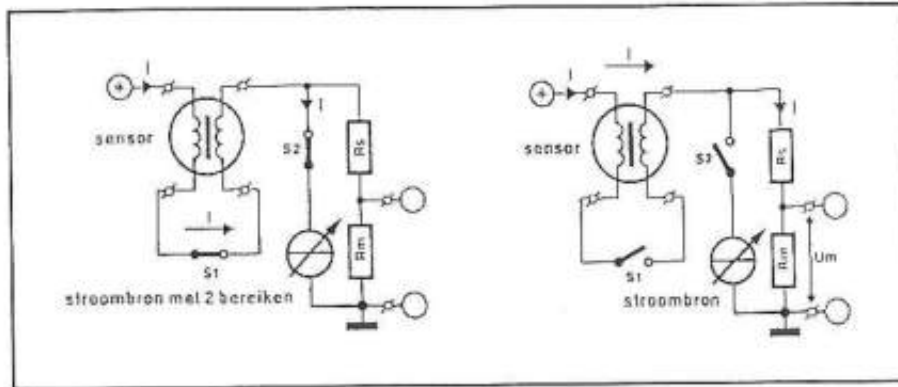


Er wordt dan onderstaande meetcyclus gestart:

- regenereren;
- bedrijfstemperatuur instellen;
- meten.

Het principeschema van een dergelijke meetcyclus is getekend in figuur 30. De twee gloeidraden worden via een elektronische schakelaar S1 in serie geschakeld. Via een tweede elektronische schakelaar S2 worden de gloeidraden verbonden met een stroombron met twee bereiken.

**Figuur 30**  
De werkvolgorde  
voor het uitlezen van  
een batterijgevoede  
Taguchi-sensor met  
dubbele gloeidraad



De drie fasen in een meetcyclus verlopen als volgt:

– **Regenereren**

De twee schakelaars sluiten en de stroombron wordt ingesteld op een grote stroom, waardoor het sensorelement tot een hoge temperatuur wordt verhit. In deze fase wordt het sensorelement "schoongestookt". Watermoleculen, die zich in het koude element genesteld hebben, worden uit het element verdampt.

– **Bedrijfstemperatuur instellen**

In de tweede fase wordt de stroombron op een lagere stroom ingesteld, waardoor het sensorelement afkoelt tot de normale werkt temperatuur. Deze fase duurt ongeveer anderhalve minuut.

– **Meten**

In de derde fase worden de twee elektronische schakelaars geopend. De stroom  $I$  moet nu via het element afvloeien, over de weerstand  $R_m$  wordt een spanning opgebouwd die recht evenredig is met de verontreiniging in de lucht. Deze spanning  $U_m$  wordt gemeten met een geijkte meter.

**Opmerking** Ook sensoren met dubbele gloeidraad kunnen uiteraard gebruikt worden in apparatuur die steeds onder spanning staat. Het is dan niet noodzakelijk de beschreven ingewikkelde cyclus te doorlopen.

**Inbranden van  
nieuwe sensoren**

Een nieuwe, ongebruikte Taguchi-sensor is verzadigd met allerlei gasen, waarvan waterdamp wel de voornaamste is. Alvorens men een dergelijke nieuwe sensor kan gebruiken moet deze "ingebrand" worden. Dat betekent dat men de gloeidraden van de kale sensor drie dagen op de bedrijfsspanning moet aansluiten, waardoor alle gasen verdampen en de sensor klaar is voor gebruik. Hetzelfde verhaal is van toepassing als men een sensor lang niet gebruikt heeft. Ook dat wordt het ceramisch materiaal verzadigd met allerlei gasen en moet men de sensor weer inbranden. Vandaar dat wordt aanbevolen schakelingen zo te ontwerpen, dat de gloeidraad continu onder spanning blijft staan.

## Taguchi's met enkele gloeidraad

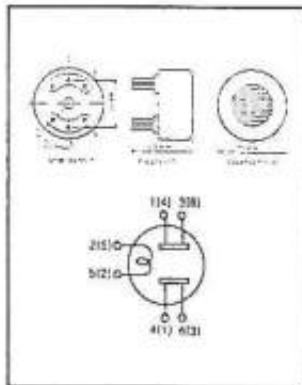
**Inleiding** De meeste Taguchi-sensoren die op de markt worden gebracht werken met enkele gloeidraad. Het is voornamelijk de fabrikant Figaro, die zich in de productie van dergelijke onderdelen gespecialiseerd heeft.

Dergelijke sensoren worden gekenmerkt door de typecodering TGSxxx, waarbij xxx staat voor een typenummer. De sensoren onderscheiden zich van elkaar in hun specifieke gevoeligheden



voor verschillende soorten gas. Alle sensoren van de TGS-reeks met enkele gloeidraad hebben een identieke behuizing en identieke aansluitgegevens. Deze zijn samengevat in figuur 31.

**Figuur 31**  
De aansluitgegevens  
en de behuizing van  
de TGSxxx sensoren  
van Figaro met  
enkele gloeidraad

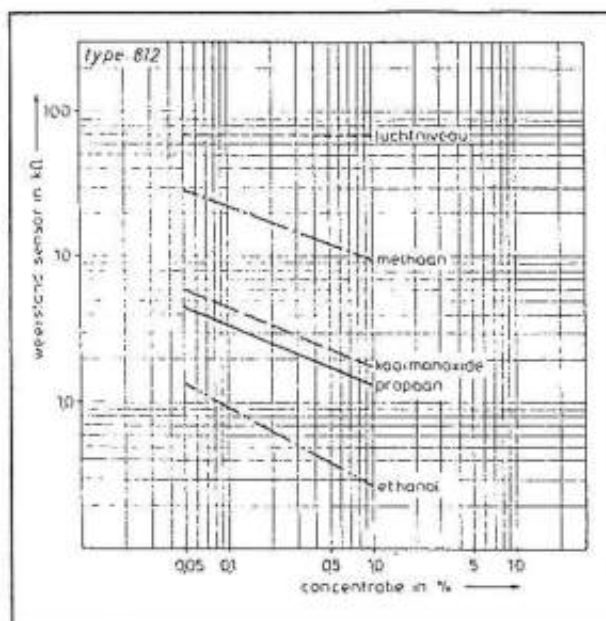


#### De TGS-typen van Figaro

Onderstaand wordt een kort overzicht gegeven van de specificaties van de TGSxxx sensoren met enkele gloeidraad, die door Figaro geleverd worden.

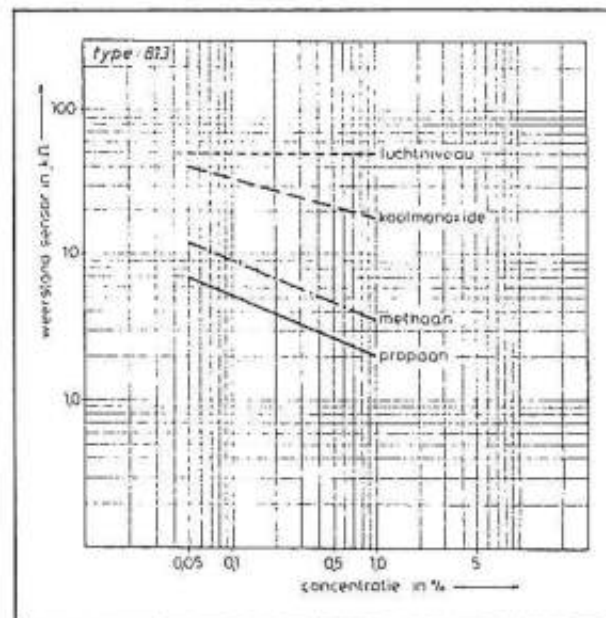
- TGS109** De TGS109 is gevoelig voor de meeste koolstofverbindingen. Hij is speciaal ontwikkeld voor de aardgas- en de auto-industrie. De gevoeligheid voor alcohol is echter minimaal.
- TGS590** De TGS590 is gevoelig voor ozon in de lucht. De sensor is heel gevoelig, met als gevolg dat men uiterste zorg moet besteden aan de stabilisering van de gloei- en sensorspanningen. Nadeel is dat het element ook gevoelig is voor stikstofverbindingen, zoals NO en NO<sub>2</sub>. Vandaar dat een actief koolstoffilter is ingebouwd en dat de sensor alleen te gebruiken is in een vier-fasen meetcyclus:
- regenereren;
  - werkteemperatuur;
  - meten;
  - pause.
- TGS711** De TGS711 is ontwikkeld voor het meten van CO-verontreinigingen tussen 50 en 500 ppm. Hij wordt gebruikt in industriële meetapparatuur.
- TGS712** Ook de TGS712 is ontwikkeld voor het meten van CO-verontreinigingen tussen 20 en 200 ppm. Hij wordt voornamelijk toegepast in industriële meetapparatuur.
- TGS800** De TGS800 is universeel inzetbaar voor het meten van waterstof, koolstofmonoxyde, methaan, ethanol en isobuthaan.
- TGS812** De TGS812 is een goedkope Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die ontwikkeld is voor algemene toepassingen in niet-professionele apparatuur. De sensor is gevoelig voor zowat alle gassen, onder andere methaan, koolstofmonoxyde, isobuthaan, waterstof en ethanol. De sensor wordt bijvoorbeeld toegepast in alcoholtesters, brandalarmen en aan boord van schepen. Dit is een van de enige Taguchi-sensoren, die voor de doe-het-zelver beschikbaar is.
- Diverse onderdelenhandelaren voeren deze sensor standaard in hun leveringspakket. In figuur 32 is de gevoeligheidskarakteristiek van deze sensor getekend.

**Figuur 32**  
Gevoeligheids  
karakteristiek van de  
TGS812 voor  
verschillende gassen



**TGS813** Ook de TGS813 is een goedkope Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die echter geoptimaliseerd werd voor het meten van de concentratie koolstofmonoxyde in de lucht. Maar daarnaast is deze sensor ook gevoelig voor andere gassen zoals methaan en propaan. Ook dit type is bij diverse zaken te koop. De gevoeligheidscurve van deze sensor is getekend in figuur 33.

**Figuur 33**  
De gevoeligheid van  
de TGS813



**TGS814** De TGS814 is een Taguchi-sensor met vergelijkbare eigenschappen als de TGS812. De gevoeligheid is echter geoptimaliseerd voor de detectie van ammoniakgas. De gevoeligheid voor waterstofgas is geminimaliseerd. De TGS814 wordt gebruikt bij industriële koelaggregaten voor het detecteren van ammoniaklekken.

**TGS815** De TGS815 heeft vergelijkbare eigenschappen als de TGS812. De gevoeligheid is echter geoptimaliseerd voor de detectie van brandbare gassen zoals methaan, propaan en butaan.

**TGS816** De TGS816 is een Taguchi-sensor met vergelijkbare eigenschappen als de TGS812. De gevoeligheid is echter geoptimaliseerd

voor de detectie van brandbare gassen zoals propaan, methaan en butaan. De gevoeligheid voor koolstofmonoxyde is geminimaliseerd.

**TGS817** De TGS817 is geoptimaliseerd voor de detectie van gassen van organische oplosmiddelen zoals alcohol en freon. Daarnaast is de TGS817 ook gevoelig voor koolstofmonoxyde in het bereik van 500 tot 1.000 ppm.

**TGS911** De TGS911 is geoptimaliseerd voor de detectie van licht ontvlambare gassen.

**De typen van TGS** Naast Figaro levert ook TGS enkele sensoren met enkele gloeidraad. De meest bekende hiervan worden in het kort beschreven.

**BM-10** De BM-10 is een Taguchi-sensor met enkele gloeidraad, die speciaal ontworpen is voor de detectie van brandbare gassen. De gevoeligheid is geoptimaliseerd voor methaan.

**CM-10** De CM-10 is vergelijkbaar met de BM-10, met dit verschil dat de sensor gevoeliger is voor koolstofmonoxyde.

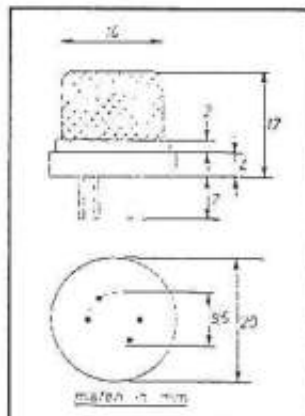
**CM-11** De CM-11 is gevoelig is voor alle verontreinigende gassen in de lucht. Hij is universeel inzetbaar voor CO-alarmen, brandmelders, etc.

**BM-12** De BM-12 is voornamelijk gevoelig voor methaangas. Daarnaast is deze sensor ook nog gevoelig voor koolstofmonoxyde, isobuthaan, waterstof en ethanol.

## Taguchi's met dubbele gloeidraad

**Inleiding** Zowel Figaro als TGS leveren enige Taguchi-sensoren met dubbele gloeidraad. Ook nu in het kort een overzicht van de meeste bekende exemplaren. Alle exemplaren hebben een behuizing die geschetst is in figuur 34.

**Figuur 34**  
De behuizing van de sensoren met dubbele gloeidraad



**CL-10** De CL-10 van TGS is een Taguchi-sensor met dubbele gloeidraad, die speciaal ontworpen is voor de detectie van koolstofmonoxyde.

**H-10** De H-10 van TGS is speciaal ontworpen voor de detectie van brandbare gassen. De sensor is zeer gevoelig, maar heeft een vrij

trage reactietijd (ongeveer tien minuten). De sensor is speciaal ontworpen voor continu ingeschakelde alarmmelders.

**TGS203** De TGS203 van Figaro is speciaal geoptimaliseerd voor het detecteren van CO-verontreiniging in de lucht. De behuizing is voorzien van actieve koolstoffilters, die de overige gassen absorberen voordat zij het sensorelement kunnen beïnvloeden. Deze koolstoffilters moeten echter regelmatig gereinigd worden. Vandaar dat wordt aanbevolen de TGS203 intermitterend te schakelen: 60 s een gloeispanning van 0,8 V (regenereren), nadien 90 s een gloeispanning van 0,25 V (werktemperatuur). Nadien kan de sensor uitgelezen worden. Vanwege de vrij lage werktemperatuur onder de 100 °C is het noodzakelijk de variaties in omgevingstemperatuur te compenseren. Meestal wordt hiervoor een NTC-schakeling toegepast.

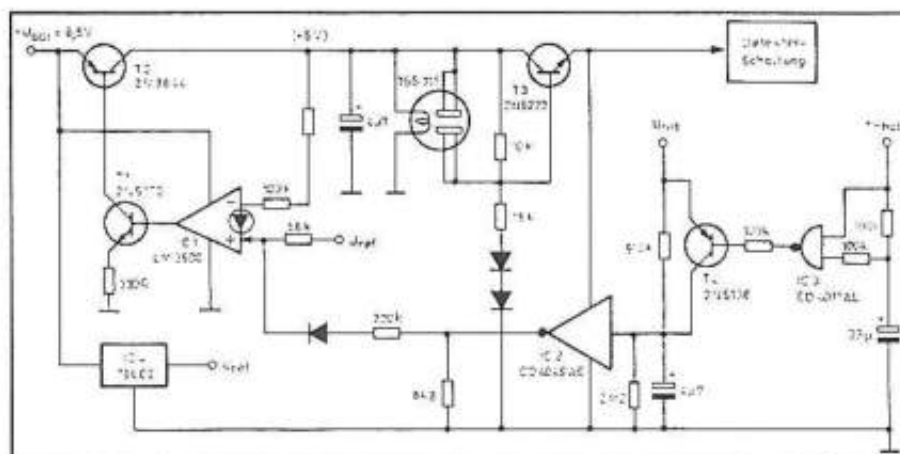
## Voorbeeldschakelingen

**Inleiding** Taguchi-sensoren zijn ideale onderdelen voor de zelfbouwer. De werking van het onderdeel is gemakkelijk te doorgronden, het aansturen en uitlezen van de sensoren vereist eenvoudige elektronica. In de volgende paragrafen wordt een groot aantal schema's beschreven, bij elkaar verzameld uit de applicaties van de fabrikanten en uit de internationale vakpers.

## CO-meter met de TGS711

In figuur 35 wordt een eenvoudig schema gegeven van een CO-gas meter rond de TGS711. Het schema is door de fabrikant Figaro ontworpen. De gloeidraad van de sensor wordt gevoed uit een regelbare spanning.

**Figuur 35**  
Een CO-detector met  
de TGS711 van  
Figaro



Bij het inschakelen van de voedingsspanning zorgt de tijdvertraging rond IC3 ervoor, dat de gloeidraad gedurende een door de condensator van 33  $\mu$ F bepaalde tijd geregenereerd wordt. De gloeidraadspanning wordt geregeld door de transistor T2, die weer gestuurd wordt uit de OTA IC1. Om het geheel stabiel te laten werken wordt met behulp van IC4 een stabiele referentiespanning van 2 V gegenereerd.

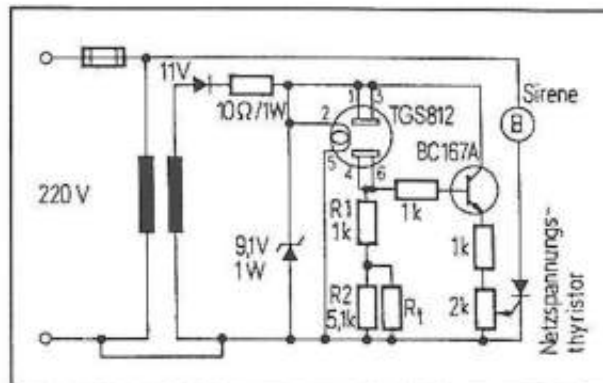
## Praktische schakelingen rond de TGS812

Rond deze goedkope Taguchi-sensoren is een heleboel schakelingen ontworpen, waaruit onderstaand een selectie wordt gemaakt.



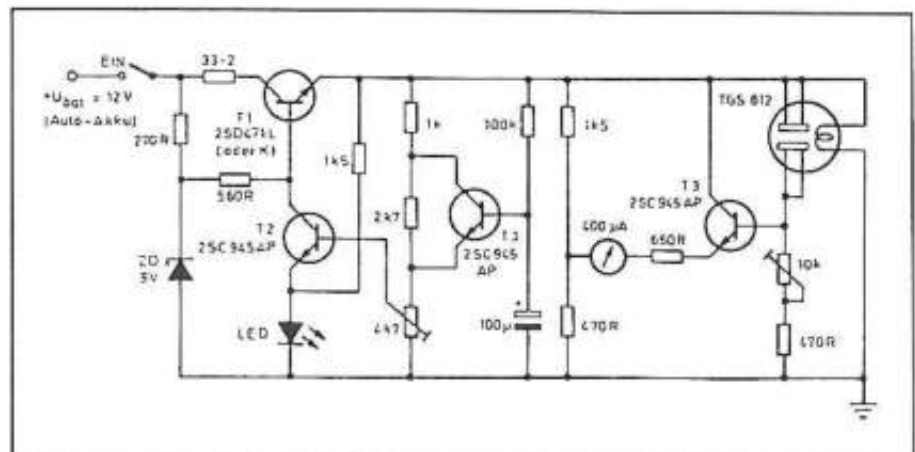
In figuur 36 wordt de TGS812 gebruikt in een eenvoudige brandmelder. De brandspanning van de gloeidraad wordt op een hogere waarde dan normaal ingesteld om de gevoeligheid voor de specifiek in deze toepassing te detecteren gassen te verhogen. De spanning op het knooppunt van de sensor en de weerstand R1 wordt via een transistor versterkt en stuurt de gate van de thyristor.

**Figuur 36**  
De TGS812 gebruikt in een eenvoudige brandmelder, die rechtstreeks uit het 230 V net gevoed kan worden



Met de potentiometer in de gateleiding kan de gevoeligheid van de schakeling ingesteld worden. Als de schakeling afgaat wordt de thyristor gestuurd en deze zal de 230 V sirene continu aansturen. De schakeling van figuur 37 is ontworpen voor inbouw in het motorcompartiment van boten. Het grootste deel van de schakeling maakt uit de variërende accuspanning een goed gestabiliseerde spanning voor het voeden van de sensor. Door de tijdvertraging in de basis van de transistor T3 wordt de gloeispanning van de sensor na het inschakelen enige tijd vergroot om het onderdeel te regenereren.

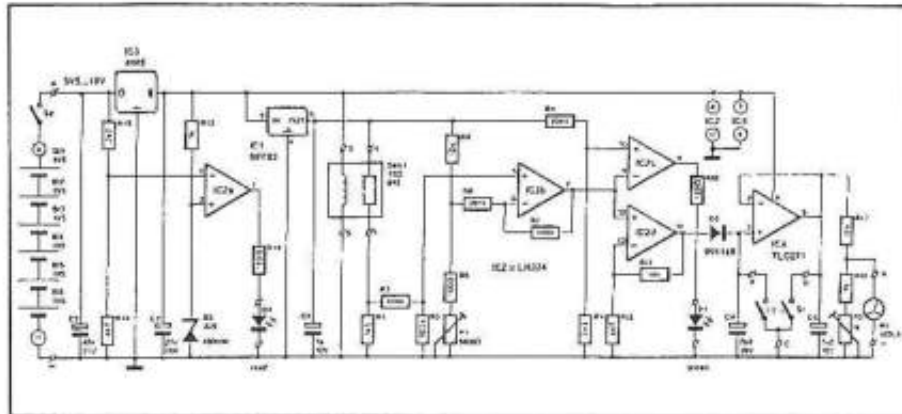
**Figuur 37**  
De TGS812 in een accugevoede schakeling voor gebruik in de motorruimte van een boot



De uitlezing is een brugschakeling, waarbij de spanning op het knooppunt van sensor en potentiometer van 10 kΩ vergeleken wordt met een referentiespanning die geleverd wordt door de spanningsdeler van 1,5 kΩ en 470 Ω.

In de schakeling van figuur 38 wordt de TGS812 gebruikt als draagbare alcoholtester. De schakeling rond comparator IC2a controleert de batterijspanning en stuurt de rode LED D4 als deze te laag wordt. Uit de batterijspanning wordt door middel van IC3 de voedingsspanning van 5 V afgeleid. Uit deze spanning wordt vervolgens met de referentieschakeling IC1 een referentiespanning van ongeveer 2,5 V afgeleid. Deze wordt gebruikt voor het voeden van het sensorelement en het afleiden van enige referentiespanningen.

**Figuur 38**  
De TGS812 gebruikt  
in een  
batterijgevoede  
alcoholmeter met  
analoge uitlezing



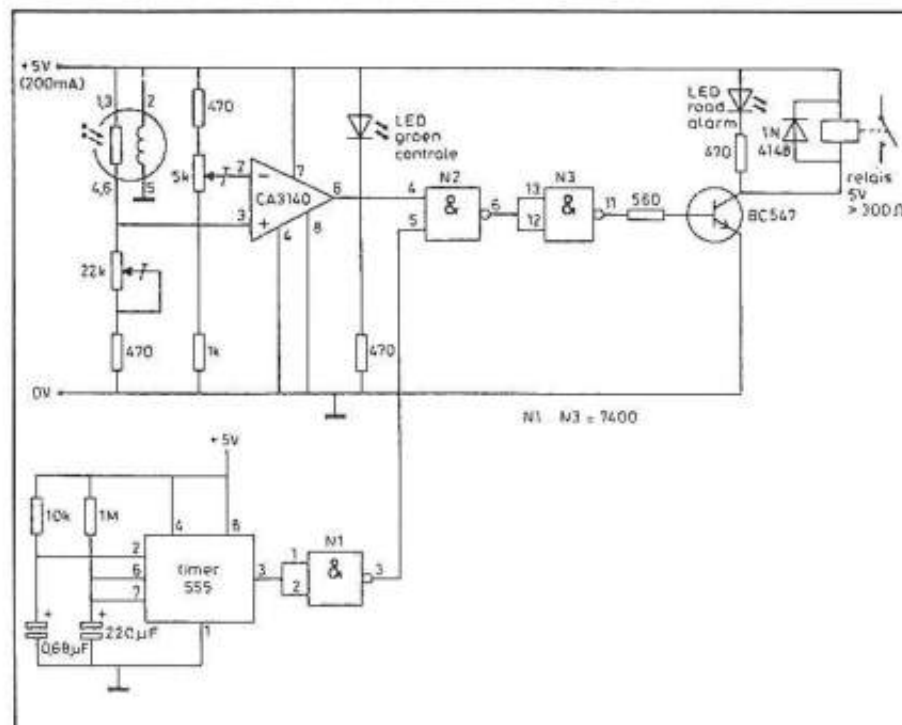
De sensorspanning wordt in IC2b vergeleken met een referentiespanning die met P1 ingesteld wordt. Deze bepaalt het nulpunt van de meter, stelt met andere woorden een spanning in die overeen komt met 0 % verontreiniging in de lucht. De verschilspanning op de uitgang van IC2b stuurt twee comparatoren. In de bovenste (IC2c) wordt de verschilspanning vergeleken met een referentie (R8/R9). Deze bepaalt wanneer de uitgangsspanning van de sensor, na het opwarmen, gestabiliseerd is op een waarde die binnen de meetgrenzen van de sensor valt. De LED D1 (klaar voor meting) licht dan op. Met IC2d wordt het verschilsignaal nog eens versterkt. Het versterkte signaal wordt gebruikt om de condensator C4 op te laden. Via de buffer belandt dit signaal over de condensator C5, waar het wordt gemeten. Met de schakelaar worden beide condensatoren ontladen, zodat een nieuwe meetcyclus kan starten.

#### Praktische schakelingen rond de TGS813

Ook rond de TGS813 is een heleboel praktisch toe te passen schakelingen gepubliceerd.

In figuur 39 wordt de TGS813 gebruikt voor het activeren van een relais. Om de opwarmingsperiode te overbruggen wordt gebruik gemaakt van een als monostabiele multivibrator geschakelde timer van het type 555.

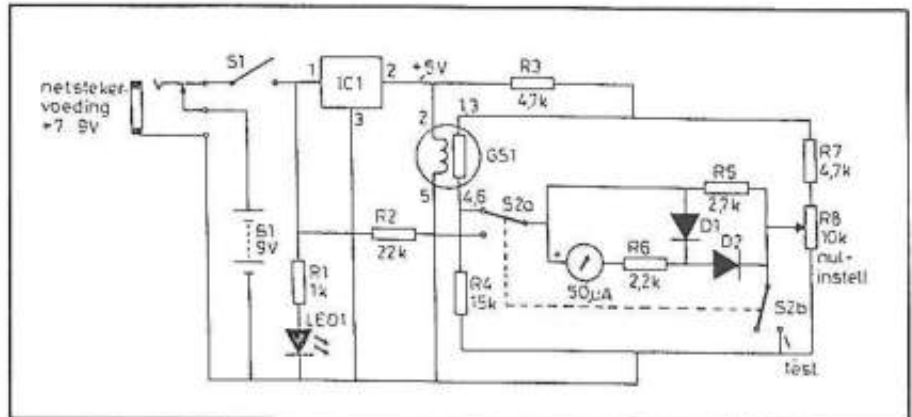
**Figuur 39**  
De TGS813 wordt in  
dit schema gebruikt  
voor het besturen van  
een alarmrelais



Deze levert, na het inschakelen van de voeding, een puls met een breedte van 1.400 ms. Deze zorgt via de poorten N1 en N2 dat het uitgangssignaal van de comparator CA3140 gedurende de instabiele opwarmingsfase van de sensor niet kan doordringen tot de relastrap.

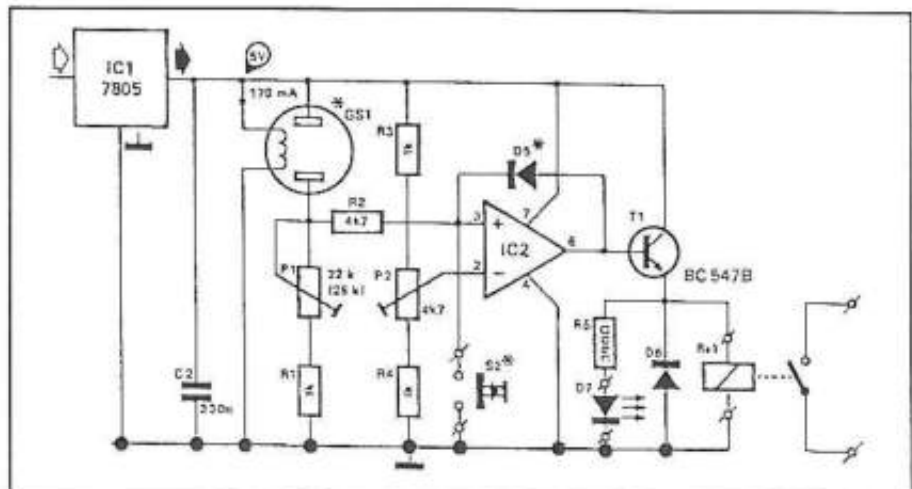
In figuur 40 is een eenvoudige analoge verontreinigingsmeter getekend. De uitgangsspanning van de TGS813 wordt in een brugschakeling vergeleken met de spanning op de looper van de instelpotentiometer R8. Hiermee kan men de naald van de meter op geen uitslag afregelen in zuivere lucht. Door middel van de omschakelaar S2 kan men de spanning van de batterij testen.

**Figuur 40**  
De TGS813 in een schakeling met analoge meter met nulpuntestelling, voor ijking op 0 % in zuivere lucht



Figuur 41 geeft een schakeling met een geheugenfunctie. De comparator IC2 heeft nu een terugkoppeling onder de vorm van de diode D5. Als de sensor zoveel spanning afgeeft dat de comparatoruitgang naar "H" omklapt, zal deze hoge spanning via de diode teruggekoppeld worden naar de niet-inverterende ingang van IC2. Het gevolg is dat de uitgang van de comparator "H" blijft, ook al valt de sensorspanning onder de drempelwaarde. Het alarm kan gereset worden door het indrukken van S2. Hierdoor gaat de niet-inverterende ingang naar de massa, de comparatoruitgang wordt "L" en de terugkoppeling via de diode D5 wordt verbroken.

**Figuur 41**  
De TGS813 gebruikt in een comparatorschakeling met geheugenfunctie, zodat het alarm aan blijft ook als de luchtverontreiniging weer daalt



## Taguchi-processoren

### Inleiding

De beschreven praktische schakelingen werken zonder uitzondering met Taguchi-sensoren met enkele gloeidraad. Dat is niet

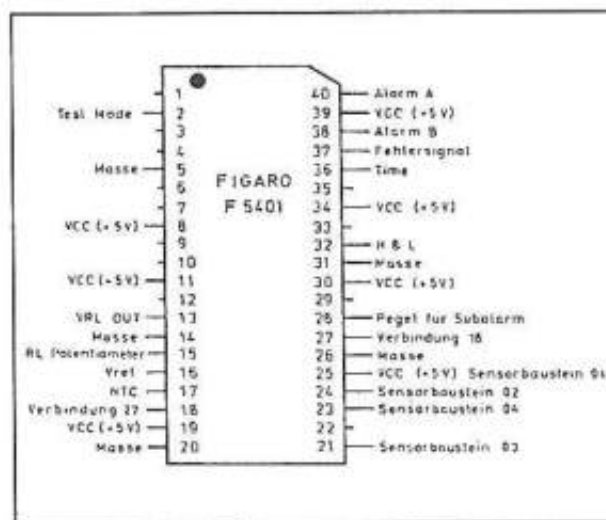
zonder reden, want de dubbele gloeidraad sensoren vereisen een tamelijk ingewikkelde besturing. Men moet immers steeds minstens drie fasen in iedere meetcyclus inlassen. Om dit probleem op te lossen heeft Figaro twee speciale IC ontwikkeld, die de volledige cyclusbesturing overnemen: De FIC5401 en de FIC5603. Beide schakelingen herbergen een eenvoudige processor, die de volledige timing van de sensorbesturing regelt.

**De FIC5401** De FIC5401 bestuurt de drie fasen van een meetcyclus:

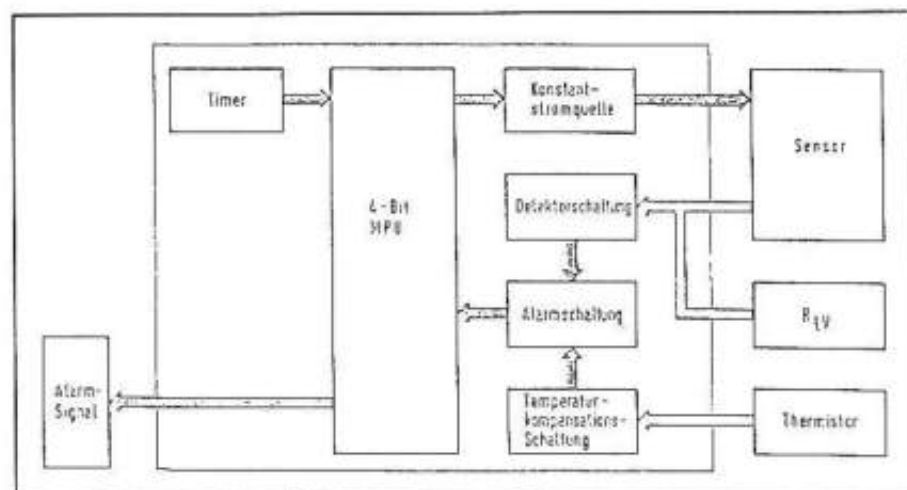
- regenereren;
- instellen werkteemperatuur;
- uitlezen.

De schakeling bezit een 4 bit brede microprocessor met ingebrand bedrijfsysteem. De schakeling is in staat de invloed van de omgevingstemperatuur op de meting te compenseren en heeft uitgebreide alarm- en meldingsfuncties. De aansluitgegevens en het intern blokschema van deze schakeling zijn voorgesteld in de figuren 42 en 43.

**Figuur 42**  
De aansluitgegevens  
van de FIC5401 van  
Figaro



**Figuur 43**  
Intern blokschema  
van de FIC5401



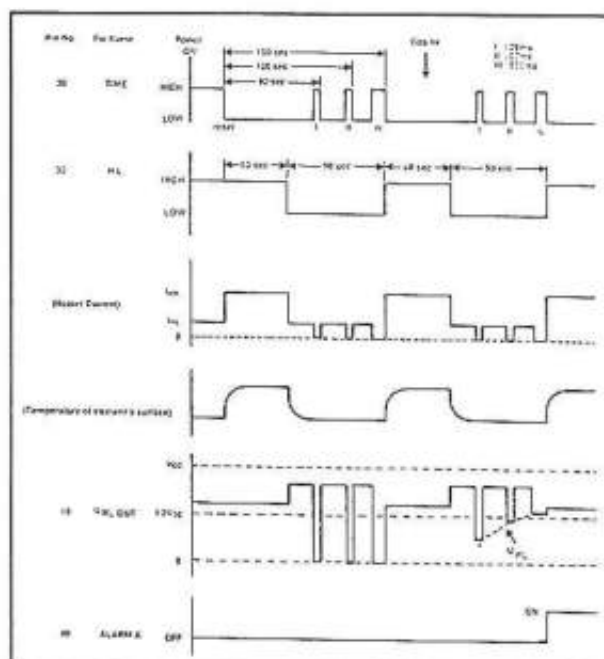
Het timingdiagram van figuur 44 beschrijft de cyclus van de FIC5401. Eerst wordt gedurende 60 s een grote stroom door de gloeidraden van de sensor gestuurd.

De sensor wordt hierdoor geregenereerd, aanwezige actieve koolfilters in de sensor worden door de hoge temperatuur uitgedampt. Nadien volgt een periode van 90 s waarin de gloeidraadstroom tot de werkwaaarde wordt gereduceerd. In deze periode worden drie



meetfasen ingelast, in de grafiek aangegeven met I, II en III. Deze drie meetfasen duren respectievelijk 30 ms, 30 ms en 500 ms. Tijdens deze laatste meetfase wordt de weerstand van de sensor omgezet in een spanning die vergeleken wordt met een referentiespanning. Deze referentiespanning wordt bepaald door de waarde van de weerstand die is aangesloten op pen 15. Als de sensor-spanning groter is dan de referentiespanning gaat de FIC5401 naar de alarmfase.

**Figuur 44**  
Het volledige  
timingdiagram van de  
FIC5401



Een korte beschrijving van de functie van de belangrijkste pennen zal het toepassen van deze schakeling ten zeerste veraangenaamen!

– Pen 15: RL

Op deze pen wordt de potentiometer aangesloten, waarmee de alarmdrempel van de verontreiniging wordt ingesteld.

– Pen 16: Vref

Op deze pen staat de referentiespanning die wordt gebruikt om de sensorspanning te evalueren.

– Pen 13: VRLout

Op deze pen staat de van de sensorweerstand afgeleide spanning, die vergeleken wordt met Vref.

– Pen 40: Alarm A

Dit is het hoofdalarm. Deze pen wordt "H" als een alarmconditie is waargenomen. Deze uitgang kan 100 mA leveren.

– Pen 38: Alarm B

Deze pen wordt "L" op het moment dat de gemeten hoeveelheid verontreiniging in de lucht gelijk wordt aan de helft van de alarmwaarde. Deze uitgang kan maximaal 12 mA sinken.

– Pen 37: Trouble

Deze pen wordt "L" als de processor vaststelt dat de sensor niet meer werkt of dat de interne stroombronnen geen stroom meer leveren aan de gloeidraden.

– Pen 36: time

Deze uitgang levert om de 30 s een sync-puls, waarmee meetapparatuur van tijdmarkeringen kan worden voorzien. Belangrijk als men bijvoorbeeld de analoge uitgang van het IC aansluit op een meetwaardenschrijver.

– Pen 32: H&L

Deze pen schakelt van niveau om als de stroom door de gloeidraden van de sensor omschakelt van de hoge naar de lage waarde.

– Pen 17: NTC

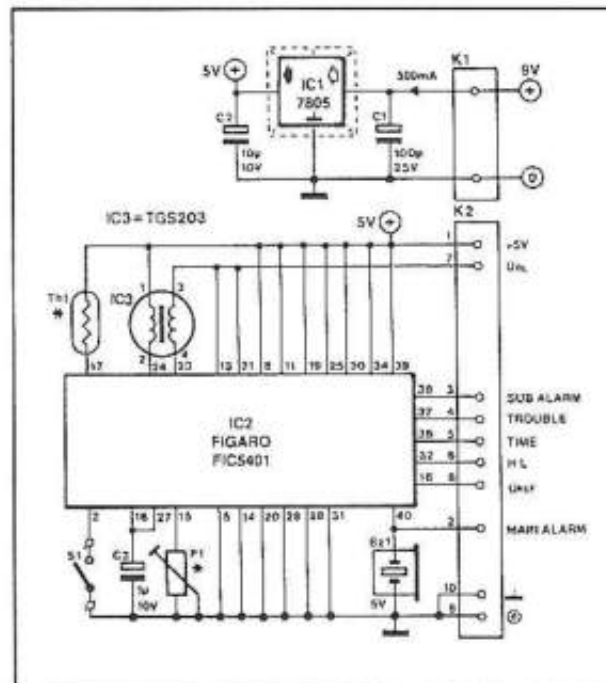
Tussen deze pen en de voeding wordt een NTC-weerstand aangesloten om de ingebouwde temperatuurscompensatie aan het werk te zetten. Deze heeft een nominale weerstand van 8 kΩ bij 25 °C en een B-factor van 4.200.

– Pennen 21, 23, 24, 25: sensor

Tussen deze pennen worden de twee gloeidraden van de sensor aangesloten.

In figuur 45 is door Figaro voorgeschreven standaardschakeling voorgesteld rond de FIC5401 met een Taguchi-sensor TGS203 voor digitaal alarm via een buzzer.

**Figuur 45**  
De door Figaro  
voorgeschreven  
schakeling rond de  
FIC5401



De belangrijkste uitgangssignalen van het IC worden via een connector K2 naar buiten gevoerd.

Figuur 46 geeft het praktisch schema van een draagbaar CO-alarm met auditieve alarmmelding. Basis is een Taguchi-sensor van het type TGS203. De FIC5401 stuurt een piëzo-ceramische zoemer. Deze wordt door de schakeling rond de operationele versterker TL081 intermitterend aangestuurd.

**De FIC5603** De FIC5603 is ontwikkeld voor het op een optimale manier besturen van Taguchi-sensoren met enkelvoudige gloeidraad. Het IC heeft een ingebouwde analoog naar digitaal omzetter, waarmee de uitgangsspanning van de sensor wordt geëvalueerd. Het IC heeft vijf alarmuitgangen, die actief laag worden en bedoeld zijn voor het sturen van LED's.

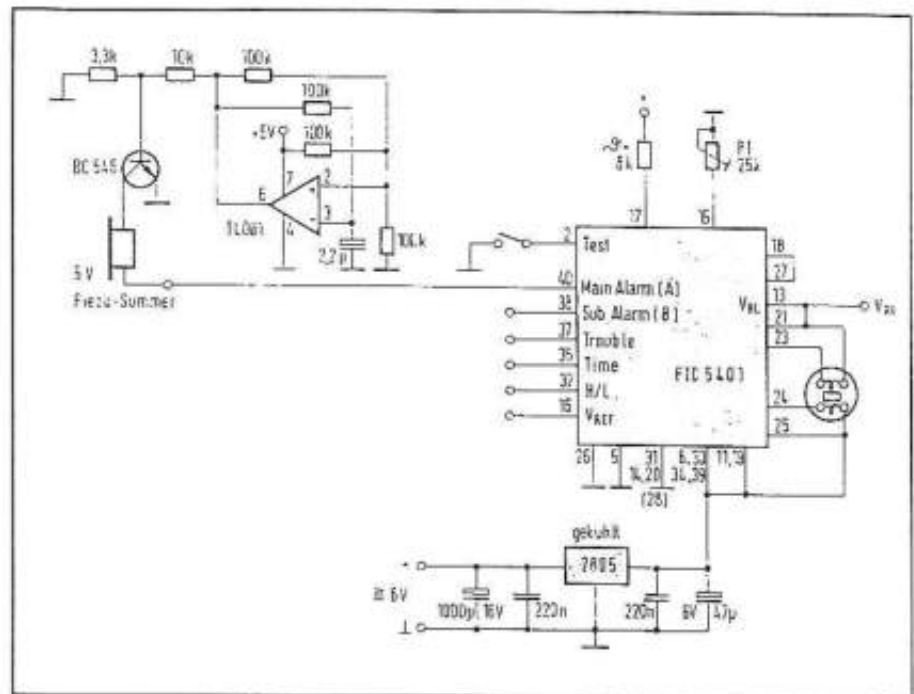
De aansluitgegevens staan vermeld in figuur 47.

De werking van de schakeling kan het best worden toegelicht aan de hand van een beschrijving van de functie van de pennen.

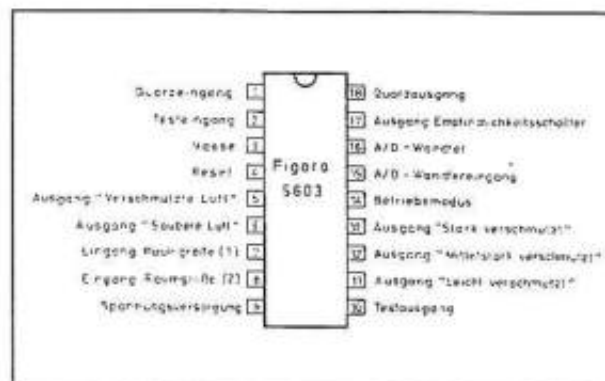
– Pen 15: ingang ADC

Aan deze pen wordt de versterkte uitgangsspanning van de sensor toegevoerd.

**Figuur 46**  
De FIC5401 in een draagbaar CO-alarm met ingebouwde zoemer als alarmgever



**Figuur 47**  
De aansluitgegevens  
van de FIC5603

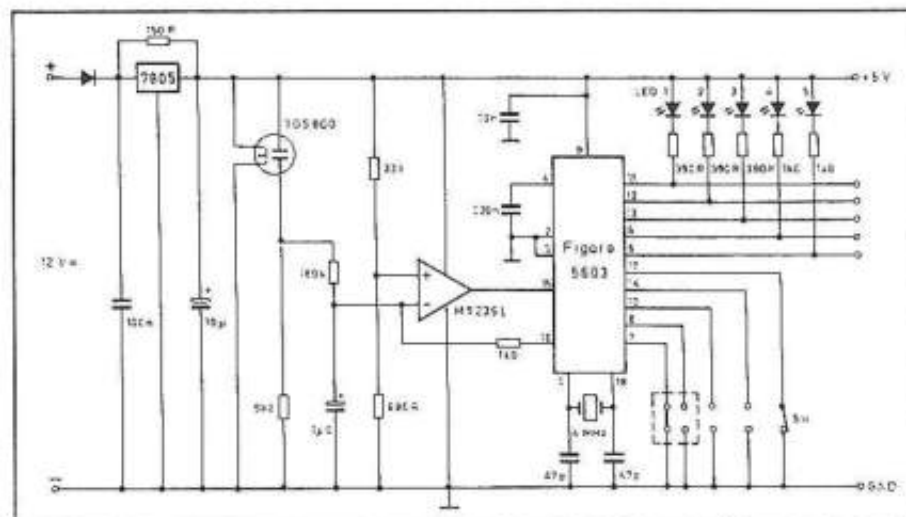


- Pen 16: ADC  
Deze pen is een uitgang die wordt teruggekoppeld naar de operationele versterker die tussen de sensor en pen 15 is geschakeld.
- Pennen 1 en 18: oscillator  
Tussen deze twee pennen moet een kristal met een frequentie van 4 MHz worden opgenomen. Dit kristal bepaalt de interne timing van het IC.
- Pen 4: reset  
Door het aansluiten van een condensator tussen deze pen en de massa wordt de schakeling bij het inschakelen van de voedingspanning geïnitieerd.
- Pennen 7 en 8: oppervlakte  
De binaire code op deze ingangen moet ingesteld worden op de inhoud van de te bewaken ruimte. In de gevoeligste stand is de schakeling in staat (in combinatie met een Taguchi-sensor van het type TGS800) de rook van een sigaret in een lokaal met een inhoud van 50 m<sup>3</sup> te detecteren.
- Pen 17: gevoeligheid  
Deze pen bepaalt de gevoeligheid van de schakeling, de twee standen worden ingesteld door deze pen met de massa of met de voeding te verbinden. Is de schakeling ingesteld op lage gevoeligheid, dan zal de schakeling korte verontreinigingen negeren en alleen reageren op verontreinigingen die langer duren.

- Pen 14: modus  
Digitale sturingang die de schakeling aanpast aan het gebruik van een ventilator, geactiveerd door de schakeling.
- Pen 6: zuivere lucht  
Deze uitgang wordt intermitterend met een periode van 0,5 s naar "L" getrokken als de sensor geen verontreiniging meet.
- Pen 11: licht verontreinigd  
Deze uitgang wordt naar "L" getrokken als de lucht licht verontreinigd is.
- Pen 12: middelmatig verontreinigd  
Deze uitgang wordt naar "L" getrokken als de lucht meer dan licht verontreinigd is.
- Pen 14: sterk verontreinigd  
Deze uitgang wordt naar "L" getrokken als de lucht sterk verontreinigd is.
- pen 5: verontreinigd  
Deze uitgang wordt naar "L" getrokken als de sensor verontreiniging heeft vastgesteld. Deze uitgang gaat "L" als een van de uitgangen 11, 12 of 13 ook naar "L" wordt getrokken. Deze uitgang kan ook gebruikt worden voor het sturen van een extern alarm.

In figuur 48 is de door de fabrikant voorgeschreven basisschakeling rond de FIC5603 met een TGS800 als Taguchi-sensor opgenomen.

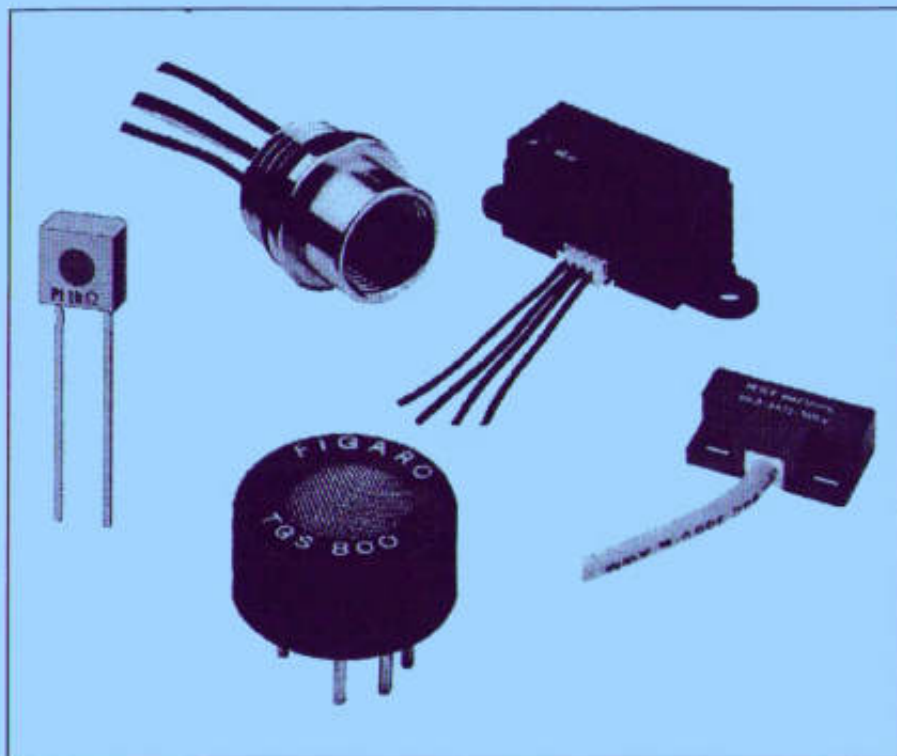
**Figuur 48**  
Basisschema rond de  
FIC5603 van Figaro



De werking van deze schakeling zal, aan de hand van de bespreking der pennen, gemakkelijk te doorgronden zijn.



# Groot elektronische sensoren boek



Deel 8  
Kantel sensoren



# Inleiding

## De bekende onbekende

Kantelsensoren zijn sensoren die een signaal afgeven als zijzelf en dus ook de omgeving waarin zij gemonteerd zijn onder een bepaalde hoek ten opzichte van de horizon komen te staan. Wie nu denkt dat dit zeer exotische onderdelen zijn die alleen in speciale technologieën zoals lucht- en ruimtevaart worden gebruikt, heeft het mis. Iedereen heeft er minstens één in huis. Het kleine glazen buisje, voorzien van een kwikdruppel die al rollend contact maakt met twee stevig uitgevoerde contactstiften die in het glas zijn ingesmolten en die in iedere ordinaire thermostaat zit, is een typisch voorbeeld van een kantelsensor. In deze toepassing is de kantelsensor gekoppeld aan een veer uit bimetaal. Deze zet uit of krimpt in onder invloed van de temperatuur. Het gevolg van deze beweging is dat de kantelsensor heen en weer beweegt over een cirkelvormige omtrek. Op een bepaald moment is de sensor zover gekanteld dat het kwikdruppeltje onder invloed van de aardse aantrekkingskracht de andere kant oprolt en het contact sluit of verbreekt.

## Andere toepassingen

Een bedrijfstak die kantelsensoren vreet is de flipperkast-industrie. Hier geeft een kantelsensor een seintje als er te wild tegen de kast wordt geduwd want het is niet de bedoeling van het spel om, ook al komt dat soms net even beter uit, de hele kast te verplaatsen. Daarnaast zijn er tal van andere toepassingen te bedenken, bijvoorbeeld het detecteren van bewegingen van robotarmen, noodstop, positie-indicator, verplaatsings-alarm, inbraak-alarm en beveiliging van machines.

## Soorten kantelsensoren

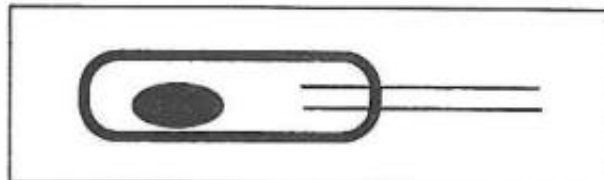
Er bestaan twee soorten kantelsensoren:  
– de kwikgevulde kantelschakelaars;  
– de opto-elektronische kwikvrije sensoren.

# De kwikgevulde sensoren

## Eenvoudigste uitvoering

In de eenvoudigste uitvoering bestaat deze sensor, zie figuur 1, uit een glazen buisje van ongeveer 1,5 cm lang. Aan één uiteinde zijn twee metalen contacten ingesmolten, in het buisje is een klein druppeltje kwik aanwezig.

**Figuur 1**  
*De eenvoudigste  
uitvoering van een  
kwikgevulde  
kantelsensor*



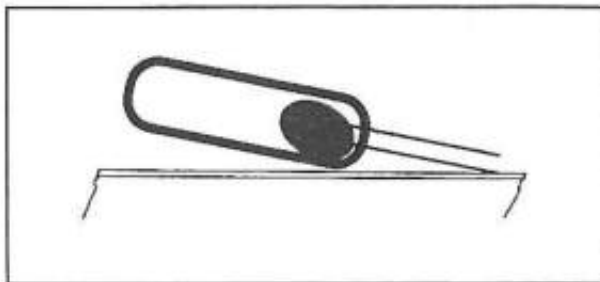
Als de sensor horizontaal ligt is het kwikdruppeltje ergens in het buisje in rust en zijn de contacten open. Houdt men de sensor schuin, zie figuur 2, dan rolt de sensor naar rechts en sluit de contacten. Kwik is immers een uitstekende elektrische geleider.

## Een eenvoudige toepassing

De kwiksensoren kan op een heel nuttige manier ingezet worden in een uiterst eenvoudig inbraakalarm. Dit alarm, dat gemakkelijk zelf te maken is, bevat niets meer dan zo'n sensor, een 9 V batterijtje

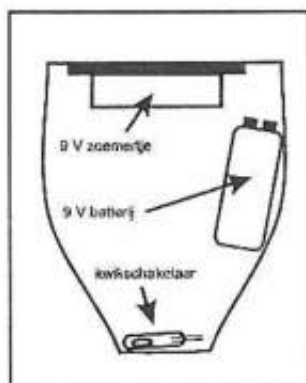
en een veel herrie makend zoemertje. Deze drie onderdelen worden, zie figuur 3, ingebouwd in een klein rond plastic potje dat een smalle basis heeft en dus snel omvalt.

**Figuur 2**  
De kwiksensor sluit de contacten als hij schuin wordt gehouden



De kwiksensor wordt onder een kleine hoek op de bodem van het potje gelijmd, zodat het contact in ieder geval open is. Let op de plaats van de batterij! Men zet het potje op de grond achter een te beveiligen deur. Staat het potje recht, dan is de kwikschakelaar onderbroken. Wil een ongewenste bezoeker de deur openen, dan zal het potje omvallen. De zwaarte van de batterij zorgt er nu echter voor dat het potje rolt tot de batterij onder ligt. Op dat moment staat de kwiksensor op zijn kop en sluit het kwikdruppeltje het contact. De zoemer gaat gillen.

**Figuur 3**  
Een zeer nuttige toepassing van een kwiksensor in een eenvoudig inbraakalarm



#### Technische specificaties

Deze eenvoudige uitvoering van een kwikge vulde kantelschakelaar heeft de onderstaande specificaties:

- maximale schakelstroom:  
0,5 A
- maximale geleidingsstroom:  
2 A
- maximale wisselspanning over de contacten:  
240 V<sub>effectief</sub>
- maximaal vermogen:  
20 W
- schakelweerstand:  
20 mΩ maximum
- minimale hoek om de schakelen:  
15 °

#### Ingekapselde kwiksensor

Kantelschakelaars op basis van kwik worden ook geleverd in iets professionelere uitvoeringen, waarbij de basis echter nog steeds het onderdeelje van figuur 1 is. Zo geeft figuur 4 de uiterlijke verschijningsvorm van een ingekapselde kwiksensor, die men bijvoorbeeld zou kunnen gebruiken voor het beveiligen van kantelramen en -deuren. De specifieke afmetingen van dit onderdeel volgen uit figuur 5.





**Technische specificaties**

Deze kwikgevulde kantelschakelaar heeft de onderstaande specificaties:

- maximale schakelstroom:  
0,5 A
- maximale geleidingsstroom:  
1 A
- maximale wisselspanning over de contacten:  
115 V<sub>effectief</sub>
- maximale gelijkspanning over de contacten:  
12 V<sub>DC</sub>
- maximaal vermogen:  
10 W
- schakelweerstand:  
1  $\Omega$  maximum
- minimale hoek om de schakelen:  
15 °

**Nadeel van kwiksensoren**

Kantelsensoren op basis van kwik zijn supereenvoudige onderdelen, die gemakkelijk toe te passen zijn. Zij hebben echter één groot milieutechnisch nadeel: de giftige kwikdruppel. Als het buisje onverhoopt uit elkaar spat, verspreidt het kwik zich in de vorm van minuscule druppeltjes en kan het terugwinnen problemen opleveren.

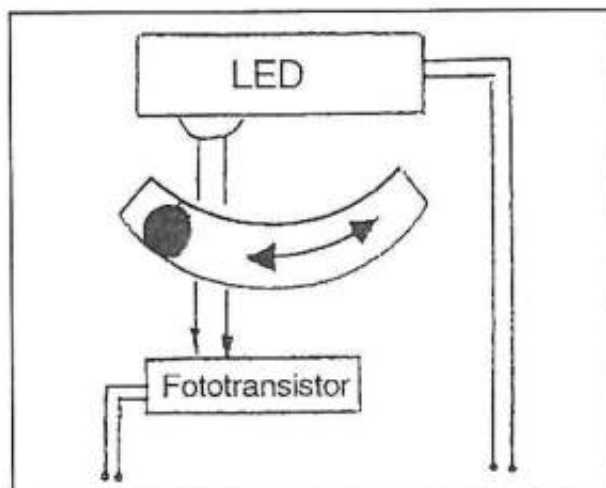
## Opto-elektronische sensoren

**Inleiding**

Om aan dit kwik-ongemak een eind te maken, heeft Astralux een kwikvrije kantelsensor ontwikkeld waarbij de mechanica wordt ondersteund door elektronica. Het principe van de sensor, de AX-NO, komt overeen met een opto-elektronisch gekoppelde schakeling, zie figuur 7.

De door een infrarode LED uitgestraalde lichtbundel valt op een fototransistor, maar in tegenstelling tot de standaard opto-elektronische koppeling kan de lichtstraal hier mechanisch worden onderbroken door een kogeltje dat zich in de weg bevindt tussen de LED en de fototransistor. Als de sensor kantelt gaat het kogeltje rollen en wordt de lichtstraal doorgelaten.

**Figuur 7**  
De principiële samenstelling van een optische kantelsensor



De kantelhoek om het kogeltje aan het rollen te krijgen bedraagt circa 35 ° en voor het terugrollen volstaat een tegenovergestelde

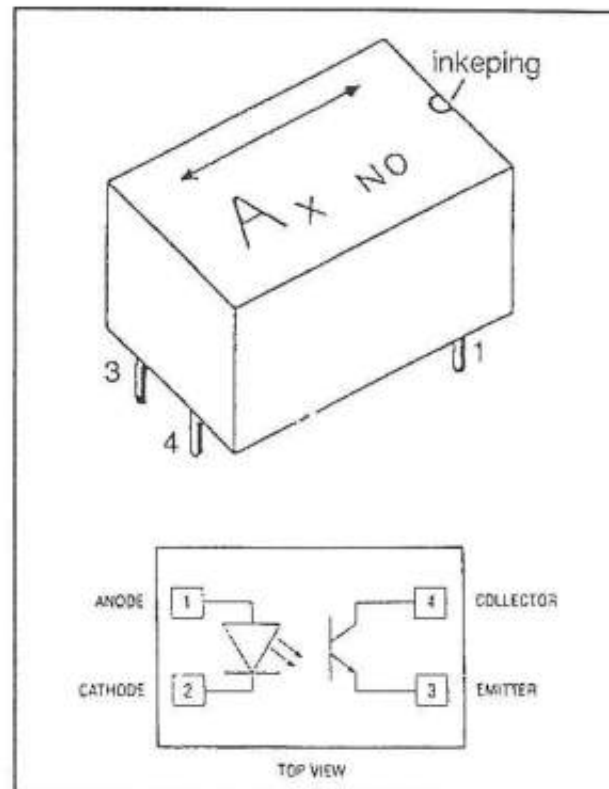
verplaatsing van  $10^\circ$ . De schakeling heeft dus een bepaalde hysteresis. Om de mechanische stabiliteit te vergroten, bevindt het kogeltje zich in rust in een miniatuur trechtertje. Onder in het gat van de trechter is de fototransistor aangebracht. Als het kogeltje zich in de trechter bevindt, is de opening geheel afgedekt tegen invallend licht.

Een kleine verplaatsing van het kogeltje vanuit de rustpositie is al meer dan voldoende voor een schakelactie, want op het moment dat het kogeltje in beweging komt, zal het hieromheen vallende licht via de trechterwand het oppervlak van de fototransistor reeds bereiken.

### Praktische uitvoeringsvorm

Het geheel is uitgevoerd als een robuuste miniatuur component met afmetingen van 11 mm (hoog) x 12 mm (lang) x 10 mm (breed), zie figuur 8. Dit blokje is voorzien van vier aansluitpennen zodat printmontage mogelijk is.

**Figuur 8**  
Behuizing en  
aansluitgegevens  
van de AX-NO



Let op dat deze tekening de aansluitgegevens *in bovenaanzicht* geeft!

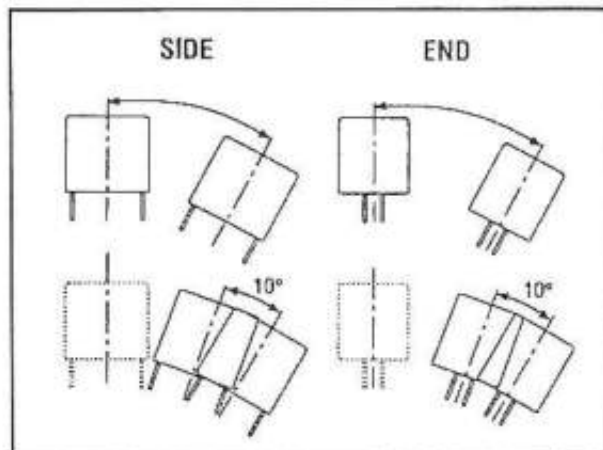
### Technische gegevens

De AX-NO heeft onderstaande technische gegevens:

- LED-stroom:  
30 mA maximaal
- LED-spanning:  
1,5 V maximaal
- Uitgangsstroom:  
50 mA maximaal
- Sperspanning uitgang:  
25 V maximaal
- Verzadigingsspanning uitgang:  
0,6 V maximaal
- Kantelhoek:  
35 ° typisch

- Hysteresis:  
10 ° typisch
- Richtingsgevoeligheid:  
zie figuur 9

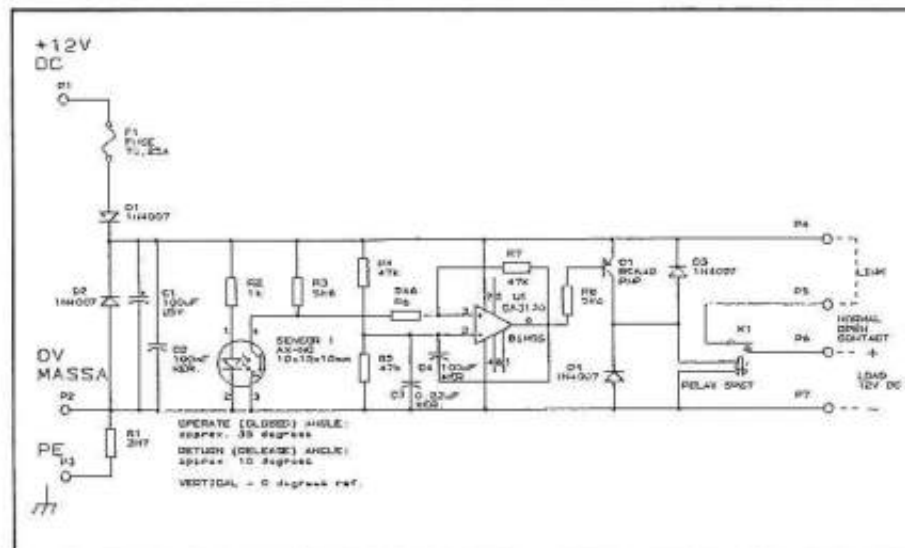
**Figuur 9**  
De  
richtingsgevoeligheid  
van de AX-NO



### Voorbeeldschakeling

De in de AX-NO ingebouwde fototransistor kan weliswaar rechtstreeks op een standaard TTL-ingang worden aangesloten, maar levert te weinig stroom om rechtstreeks belastingen te sturen. Daarom is er een versterker nodig, gevolgd door een interface. Een algemeen schema van een dergelijke interface, die door de importeur beschikbaar is gesteld, is afgebeeld in figuur 10.

**Figuur 10**  
Een  
voorbeeldschakeling  
rond de AX-NO



De ingang wordt gevoed uit een spanning van +12 V. De twee dioden D1 en D2 zijn aanwezig als bescherming van de schakeling tegen een verkeerde voedingsspanning. Via de voorschakelweerstand R2 wordt de LED in de sensor van stroom voorzien. De uitgangstransistor van de kantelsensor is aangesloten op een op-amp U1 die een transistor Q1 stuurt waarmee een relais wordt bekrachtigd. Het galvanisch gescheiden relaiscontact (klemmen P5 en P6) kan bijvoorbeeld een lamp, pomp, motor of zoemer inschakelen. Door de klemmen P4 en P5 te verbinden ontstaat er een gelijkspanningssignaal van 12 V op klem P6 ten opzichte van aarde, klem P7. Dit kan als ingangssignaal dienen voor een alarm of aan een PC worden toegevoerd. Ook de uitgang is beveiligd met de dioden D3 en D4 zodat transistor Q1 geen last heeft van de in- en uitschakelpieken van het mogelijk zwaar uitgevoerde relais.



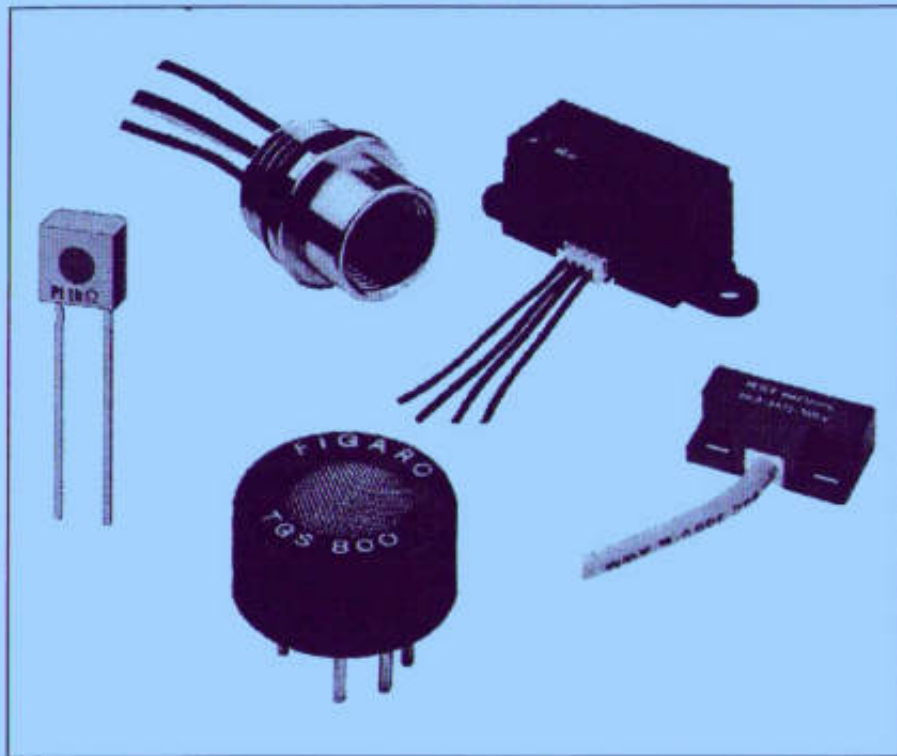
Komt het kogeltje door het kantelen van de sensor uit de rustpositie dan valt het uitgestraalde licht op de fototransistor waardoor de op-amp en de transistor omschakelen zodat het relais aantrekt.

## Informatie

De kwikgevulde sensoren zijn leverbaar door:  
Mulder-Hardenberg BV, telefoon: 023-531.91.84  
De AX-NO is leverbaar door:  
SEI - Van Reijssen, telefoon: 015-256.92.16



# Groot elektronische sensoren boek



**Deel 9**  
**Sensoren voor**  
**afstandsmetingen**





# Inleiding

- Metten van afstanden** Naar aard en principe van de meting en afhankelijk van de te meten afstand zijn de onderstaande soorten sensoren te onderscheiden:
- **Contact metingen**  
Hierbij bestaat er een star mechanisch contact tussen de sensor en de afstand die men wil meten. Er bestaan diverse soorten meetsystemen, namelijk:
    - Lineaire potentiometers
    - LVDT's
    - Inductieve sensoren
    - Trekdraad sensoren
  - **Semi-contactloze metingen**  
Hierbij is nog wel een mechanisch contact tussen te meten voorwerp en sensor noodzakelijk, maar dit contact is niet zo star als bij de eerste categorie. Men onderscheidt:
    - LVDT's
    - Magnetisch-restrictieve sensoren
    - Glaslinealen
  - **Contactloze metingen**  
Hierbij bestaat er geen enkel mechanisch contact tussen het voorwerp dat gemeten moet worden en de sensor. Ter beschikking staan:
    - Magnetisch-restrictieve sensoren
    - Infrarode sensoren
    - Inductieve sensoren
    - Eddy-current sensoren
    - Capacitieve sensoren
    - Ultrasone sensoren
    - Infrarode sensoren
    - Tri-angulatie laser systemen
    - Doppler laser systemen
- De te meten lengten** De gewenste meetbereiken bepalen eveneens de toepasbare principes en de uitvoering ervan. Ruwweg kan men tot de onderstaande indeling komen:
- **Meetbereiken in het  $\mu\text{m}$  bereik**
    - Glaslinealen
    - Inductieve sensoren
    - Capacitieve sensoren
    - Eddy-current sensoren
    - LVDT's
    - Tri-angulatie laser systemen
  - **Millimeter tot decimeter bereik**
    - Glaslinealen
    - Inductieve sensoren
    - Capacitieve sensoren
    - Eddy-current sensoren
    - LVDT's
    - Lineaire potentiometers
    - Ultrasone sensoren
    - Infrarode sensoren
    - Tri-angulatie laser systemen
  - **Decimeter tot 1 meter bereik**
    - Glaslinealen
    - Magnetisch-restrictieve sensoren

- LVDT's
- Ultrasonische sensoren
- Infrarode sensoren
- Trekdraad sensoren
- **1 meter tot 15 meter bereik**
  - Trekdraad sensoren
  - Doppler laser systemen
  - Ultrasonische sensoren
  - Infrarode sensoren
- **15 meter tot 50 meter bereik**
  - Trekdraad sensoren
  - Doppler laser principe
  - Metalen linealen
- **50 meter tot 500 meter bereik**
  - Doppler laser principe

#### **Lineaire potentiometers voor contact metingen**

Deze lengtemetingen zijn gebaseerd op weerstandsveranderingen van lineaire schuifpotentiometers, waarbij de looper star gekoppeld is aan het voorwerp waarvan men de afstand (verplaatsing) moet meten. De weerstandsvariatie kan worden uitgelezen door het aanleggen van een gelijkspanning over de potentiometer. Meetbereiken vanaf enkele millimeters tot ongeveer 1.000 mm. Het oplossend vermogen en de nauwkeurigheid zijn afhankelijk van het weerstandsmateriaal.

##### **- Voordelen:**

- Lage prijs

##### **- Nadelen:**

- Slijtage van weerstandsmateriaal en looper, zeker als de looper steeds op dezelfde plaats staat.

##### **- Niet-lineariteit:**

- Maximaal  $\pm 0,1$  % FS (volle schaal)

##### **- Eigenschappen:**

- Relatief grote temperatuur gevoeligheid
- Laag frequentiebereik
- Laag oplossend vermogen, waardoor beperkte inzetbaarheid

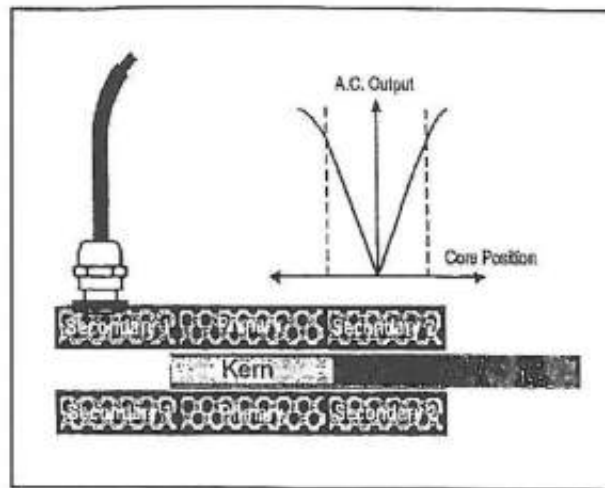
#### **LVDT's**

LVDT is het letterwoord voor "Linear Variabel Differential Transformator". De primaire spoelen van een trafo worden door middel van een wisselspanning met constante amplitude gevoed met een frequentie van 1 kHz tot 10 kHz. In de spoelen beweegt zich een magnetische kern, star gekoppeld aan het voorwerp waarvan men de lengte (verplaatsing) moet meten. Afhankelijk van de positie van deze kern wordt in de secundaire spoelen een hoger of lager signaal geïnduceerd, zie figuur 1.

De fase-verschuiving ten opzichte van de aangelegde wisselspanning wordt gedetecteerd en omgezet in een analoog uitgangssignaal van 4 mA tot 20 mA of van 0 V tot 10 V. In principe is de LVDT een contactloze meting omdat de kernmagneet zich vrij in het magneetveld beweegt, echter zodra de kern via lagers geleid wordt (afdichting) of voorzien wordt van een veer is er sprake van een contactmeting.

Semi-contactloze LVDT's zijn uitgevoerd zonder geleidelagers of veren en hierbij wordt alleen de verlenging van de magnetische kern aan het te meten object bevestigd. De magneet beweegt zich dan vrij in of over het spoelenhuis, zodat er geen in- of uitwendige slijtage ontstaat. Haalbare meetbereiken van 0,25 mm tot ongeveer 1.000 mm.

**Figuur 1**  
Het principe van een  
LVDT



**– Voordelen:**

- Hoog temperatuurbereik tot ca 350 °C
- Frequentiebereik tot ongeveer 350 Hz, afhankelijk van lengte
- Geringe of geen slijtage
- Leverbaar met ingebouwde elektronica

**– Nadelen:**

- Bij grotere lengte een slechtere lineariteit en relatief grote afmetingen, uitlijning noodzakelijk

**– Niet-lineariteit:**

- Maximaal  $\pm 0,05$  % FS

**– Eigenschappen:**

- Geschikt voor zeer ruwe omstandigheden en voor onderwater (IP68).

**Inductieve sensoren**

Hierbij beweegt zich eveneens een magnetische kern in een magneetveld, maar nu wordt dit opgewekt door één enkele spoel. De mechanische uitvoering is min of meer gelijk aan die van LVDT's, maar de lineariteit is aanzienlijk slechter en de temperatuurgevoeligheid aanzienlijk groter.

Deze sensoren zijn eigenlijk alleen geschikt voor het meten van kleine afmetingen tot ongeveer 10 mm. Toch worden zij, vanwege de zeer lage kostprijs, veel toegepast in consumenten-apparaten, zoals weegschalen.

**Contactloos  
inductieve sensoren**

De inductiespoel in de probe en het magnetisch doelmateriaal vormen een afgestemde- of resonantiekkring, zie figuur 2. Bij verandering van de afstand tot het doel verandert de inductie van de spoel en is het gedemoduleerde signaal proportioneel met de afstand. Meetbereiken van 1 mm tot 50 mm zijn met dit systeem haalbaar.

**– Voordelen:**

- Grote bandbreedte tot 5 kHz
- Goede temperatuurstabiliteit
- Lage kostprijs

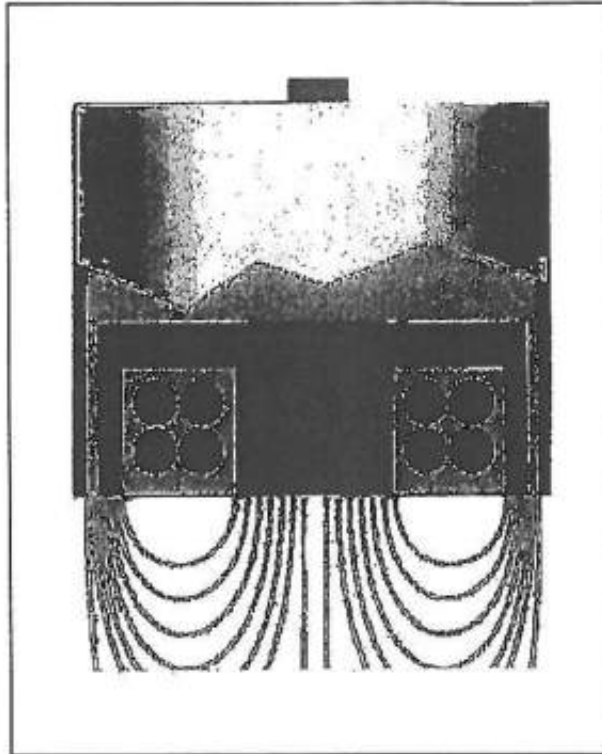
**– Nadelen:**

- Beperkt meetbereik tot 80 mm
- Te meten materiaal moet magnetisch te zijn
- Niet geschikt voor ruwe omstandigheden en gevoelig voor vervuiling
- Grote probediameter bij afstanden boven 10 mm

**– Niet-lineariteit:**

- Beperkt tot  $\pm 1$  % FS

**Figuur 2**  
Het principe van  
contactloos  
inductieve sensoren



**Trekdraad sensoren** Door het opwikkelen van een meetdraad op een kabeltrommel wordt een lineaire beweging omgezet in een roterende. In de kabeltrommel bevindt zich een veer die er voor zorg draagt dat de meetdraad gespannen blijft.

Op de uitgaande as van de kabeltrommel kunnen, in een door druklagers gescheiden compartiment, verschillende elektronische schakelingen worden gemonteerd. Bepalend voor de kwaliteit is de meetdraad, die bestaat uit voorgerekte en verouderd RVS en de kwaliteit van de veer en de overige mechanische componenten. Meetbereiken tot 400 m, met een oplossend vermogen tot 10  $\mu\text{m}$ , bijvoorbeeld bij de incrementele encoders met 25 pulsen/mm.

**– Voordelen:**

- Eenvoudige montage, geen uitlijning noodzakelijk
- Er kan onder een hoek van 180 graden gemeten worden door gebruik te maken van geleiderollen
- Er kunnen grote lengten gemeten worden tegen aanvaardbare kosten
- Maximale snelheden tot 14 m/s bij versnellingen tot 85 G
- Geschikt voor ruwe omstandigheden (IP67)
- Grote levensduur, kan 20 tot 100 miljoen slagen maken

**– Nadelen:**

- Bij grotere meetlengten breekt of beschadigt de draad gemakkelijk als hij, in uitgetrokken toestand, wordt losgelaten
- De draad oefent een bepaalde, niet te verwaarlozen, kracht uit op het te meten object

**– Niet-lineariteit:**

- Maximaal  $\pm 0,01$  % FS

**Glaslinealen** Het principe is eenvoudig: optische detectie van de positie door schaalverdelingen aangebracht op glas of metaal.

**– Voordelen:**

- Hoge nauwkeurigheid en oplossend vermogen (tot 0,1  $\mu\text{m}$ )

**– Nadelen:**

- Beperkte lengte en hoge kostprijs

**Magnetisch-restrictieve sensoren**

Het principe is gelijk aan dat van de LVDT, echter de magneet is uitgevoerd als ringmagneet die zich aan de buitenzijde van de spoelen beweegt. Hierdoor is de montage in bijvoorbeeld hydraulische cilinders eenvoudiger en behoeft er geen schroefdraad in het gat in de zuigerstang aangebracht te worden.

Bij een ander principe waarvoor deze benaming wordt gebruikt zijn de spoelen vervangen door een dunne buis van magnetisch materiaal waarin door stroompulsen een magnetisch veld wordt opgewekt. De ringmagneet veroorzaakt een elastische vervorming in de buis, welke aan het uiteinde wordt gedetecteerd. De looptijd van de ontsane puls is hierbij een maat voor de afstand tot de magneet.

**– Voordelen:**

- Geringe slijtage en frequentiebereiken tot 300 Hz

**– Nadelen:**

- Hoge montagekosten door het aanbrengen van boringen voor de spoelhuizen of magnetische buis en van de ringmagneten

**– Niet-lineariteit:**

- Maximaal  $\pm 0,05$  % FS

**Eddy-current sensoren**

De spoel in de sensor-probe wordt hoogfrequent gevoed en induceert zogenoemde "Eddy-currents" in het geleidende doelmateriaal. Hierdoor wordt energie aan de spoel onttrokken en verandert de amplitude van de stroom door de spoel, afhankelijk van de afstand tot het doel. Deze verandering wordt gedemoduleerd, gelineariseerd en door gelijkrichting omgezet in een signaal dat proportioneel is met de afstand tussen probe en doel, zie figuur 3. Meetbereiken van 0,5 mm tot mm.

**– Voordelen:**

- Zeer hoge bandbreedte tot 100 kHz
- Geschikt voor meting van as-slingering en voor trillingsmetingen
- Goede niet-lineariteit
- Geschikt voor temperaturen tot 350 °C.
- Kleine probe-afmetingen (5 mm)
- Geschikt voor ruwe omstandigheden, niet gevoelig voor vervuiling
- Geschikt voor alle geleidende materialen

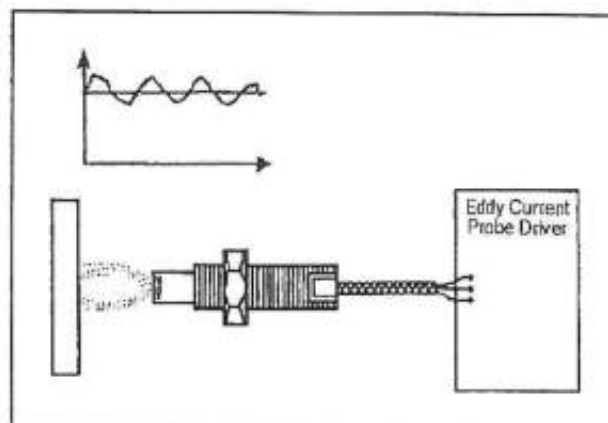
**– Nadelen:**

- Beperkt meetbereik tot 80 mm en grote probe-diameters bij meetbereiken boven 5 mm
- Dient geijkt te worden voor het doelmateriaal

**– Niet-lineariteit:**

- Kleiner dan  $\pm 0,2$  % FS

**Figuur 3**  
Eddy-current sensoren





**Capacitieve sensoren**

De sensor vormt één plaat van een condensator, het doelmateriaal de andere. De capaciteit van de condensator verandert met de onderlinge afstand tussen de platen. De sensor wordt gevoed met een stroom met een constante frequentie. De spanningsamplitude verandert met de afstand en wordt gedemoduleerd en versterkt. Meetbereiken vanaf 0,05 mm tot 10 mm.

**– Voordelen:**

- Geschikt voor niet geleidende en isolerende materialen (folie-dikte!)
- Hoge bandbreedte tot ongeveer 6 kHz
- Hoge resolutie tot  $\pm 0,005$  % FS

**– Nadelen:**

- Beperkt meetbereik tot 10 mm
- Grote probe-afmetingen en hoge kostprijs

**– Niet-lineariteit:**

- Kleiner dan  $\pm 0,2$  % FS

**Ultrasone sensoren**

In de sensor bevindt zich een piëzo-zender die hoogfrequent (tot 500 kHz) geluidsgolven produceert. In dezelfde sensorkop ligt langs de rand een ontvanger die de gereflecteerde echo's detecteert. De looptijd van de echo wordt gemeten en is een maat voor de afgelegde afstand tot het reflectievlak. Afhankelijk van de te meten afstand is de frequentie van het zendersignaal hoger of lager, immers een zendimpuls kan eerst dan weer gegeven worden als de echo van de vorige ontvangen is. Dus hoe groter de te meten afstand, hoe lager de zendfrequentie en hoe groter de minimale afstand tot het reflectievlak. Er blijft altijd een bepaalde afstand voor de sensor waarin niet gemeten kan worden omdat dan de looptijd van het signaal te kort wordt voor detectie.

Meetbereiken van 50 mm tot 15.000 mm.

**– Voordelen:**

- Lage kostprijs
- Geschikt voor ruwe omstandigheden (IP67)

**– Nadelen:**

- Afhankelijk van de openingshoek van de zender dient het reflectieoppervlak voldoende groot en vlak genoeg te zijn
- Niet geschikt voor metingen in samengeperste lucht
- Sensoroppervlak dient vrij van water te blijven
- Minimale afstand, waaronder niet gemeten kan worden

**– Niet-lineariteit:**

- Kleiner dan  $\pm 0,1$  % FS

**Infrarode sensoren**

Een IR-LED zendt gefocusseerd licht uit dat op het doel wordt gereflecteerd en via een lens wordt ontvangen in een PSD, een "Position Sensitive Device". Op de plaats waar het licht op de PSD valt wordt een lading gegenereerd aan de hand waarvan de positie wordt bepaald. Deze positie is afhankelijk van de afstand van het reflectievlak (zogenoemde "tri-angulatie"). Meetbereiken van 500 tot 5.000 mm zijn met deze techniek mogelijk.

**– Voordelen:**

- Lage kostprijs

**– Nadelen:**

- Gevoelig voor vervuiling van de lenzen
- Alleen met digitale (puls) uitgangen verkrijgbaar

**Laser tri-angulatie systemen**

Een laserstraal wordt op het doel gericht en de gereflecteerde spot wordt via een lens op een lineaire PSD (foto-detector) opgevangen,

zie figuur 4. Afhankelijk van de afstand tot het doel verandert de hoek (tri-angulatie) van de reflectie en wordt een andere positie op de PSD belicht. Het signaal van de PSD wordt omgezet in een analoge of digitale uitgang.

Meetbereiken van 0,25 mm tot 400 mm.

– **Voordelen:**

- Hoge resolutie tot 0,1 micron
- Kleine spotdiameter zodat ook op uiterst kleine vlakken gereflecteerd kan worden
- Bandbreedte tot 25 kHz, dus ook bruikbaar voor trillings- en snelheidsmetingen

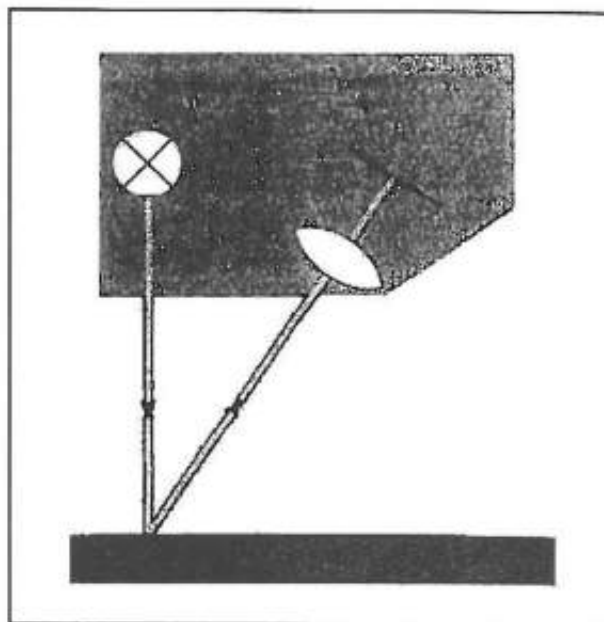
– **Nadelen:**

- Hoge kostprijs
- Niet geschikt voor sterk spiegellende oppervlakken en voor vloeistoffen
- Beperkt meetbereik tot 400 mm
- Altijd minimale afstand tot het reflectievlak waarin niet gemeten kan worden

– **Niet-lineariteit:**

- Kleiner dan  $\pm 0,03$  % FS

**Figuur 4**  
Het principe van laser tri-angulatie systemen



**Laser doppler principe**

Hierbij wordt een laserimpuls uitgezonden en wordt de looptijd van de gereflecteerde puls gemeten. Het principe is vergelijkbaar met radar, alleen wordt nu zichtbaar licht gebruikt in plaats van onzichtbare elektromagnetische golven. Door middel van lenzen of door zichtbaar laserlicht wordt het doel bepaald.

Meetbereiken vanaf 300 mm tot 500 meter.

– **Voordelen:**

- Voor grote afstanden enige beschikbare meetmethode
- Goede niet-lineariteit en oplossend vermogen

– **Nadelen:**

- Hoge kostprijs
- Nauwkeurigheid wordt beïnvloedt door de weersomstandigheden
- Gevoelig voor het soort oppervlak (licht/donker)
- Werkt niet bij regen of sneeuw

– **Niet-lineariteit:**

- Maximaal  $\pm 2$  mm op een meetbereik van 500 meter

## Trekdraad sensoren

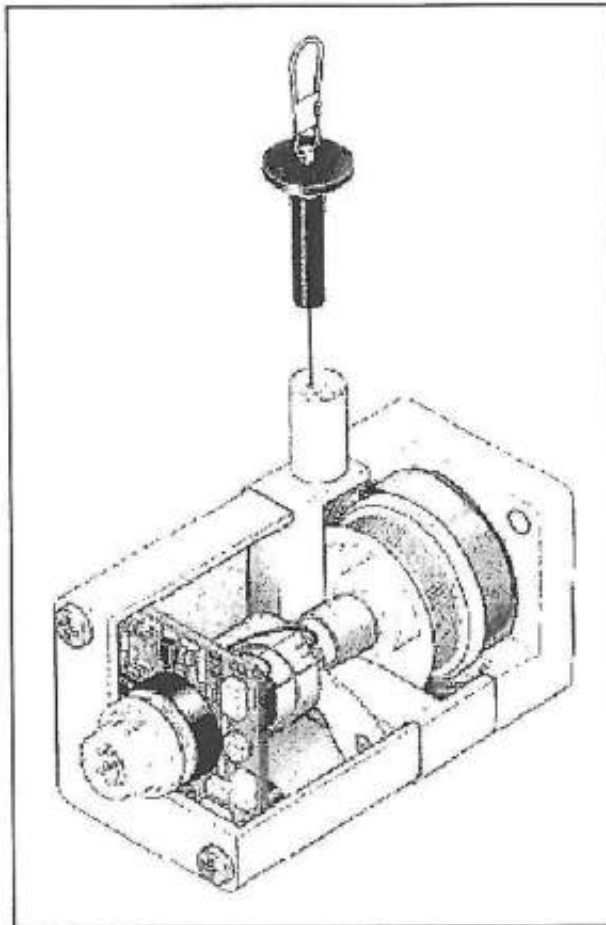
**Inleiding** Uit het overzicht van de ter beschikking staande sensor-technieken blijkt dat de trekdraad sensor een ideaal meetinstrument is. Immers, het zal niet vaak voorkomen dat men in de hobby-sfeer kleinere afstanden dan 1 m elektronisch moet meten. Aan de andere kant van het spectrum zal het net zo zelden voorkomen dat men meer dan een paar tiental meter moet meten. Het volledige bereik wordt door trekdraad sensoren bestreken, reden dat deze technologie in de rest van deze brochure uitvoerig aan de orde komt.

**Principe** Trek maar aan het touwtje en meet zo nauwkeurig mogelijk wat de uitgetrokken lengte is! Dat is, populair beschreven, het principe van een trekdraad sensor. Op deze manier kan een lineaire verplaatsing worden gemeten.

De opbouw van een trekdraad sensor is weergegeven in figuur 5. Een trekdraad wordt via een mechanische geleider op een kabeltrommel gewikkeld met behulp van veerkracht (rechts).

Via een koppeling levert een signaalvormer een elektrisch signaal (links) dat via een connector beschikbaar is.

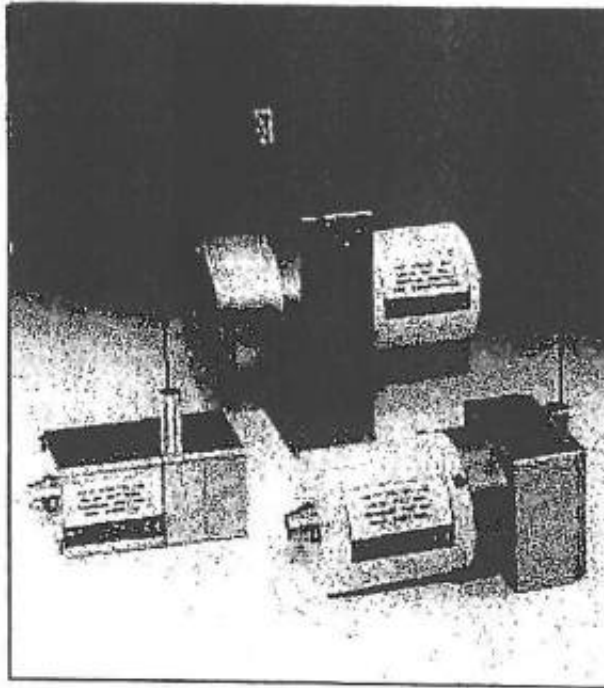
**Figuur 5**  
*Het principe van een trekdraad sensor*



Omdat de trekdraad via katrollen kan worden geleid, kan in een hoge productiehal of testruimte op de eerste verdieping (of balustrade) worden gemeten wat er beneden gebeurt. Ook op moeilijk toegankelijke punten kan een mechanische verplaatsing worden gemeten, mits aan het te verplaatsen mechanische onderdeel maar een trekdraad kan worden vastgemaakt.

In figuur 6 zijn een paar praktische uitvoeringen van trekdraad sensoren weergegeven.

**Figuur 6**  
Praktische  
uitvoeringen van  
trekdraad sensoren



### Eigenschappen

In het algemeen geldt dat de toelaatbare versnelling van de trekdraad, afhankelijk van het meetbereik, rond de  $200 \text{ m/s}^2$  bedraagt en dat de draad tegen een stootje kan. Schokken van 10 G tot 30 G worden opgevangen zonder dat de draad breekt. De draad is geschikt voor een omgevingstemperatuur van  $85^\circ\text{C}$ , maar er zijn verlengstukken beschikbaar voor temperaturen tot  $200^\circ\text{C}$  die ook onder water zijn toe te passen.

In sterk vervuilde omgevingen kunnen de trekdraden worden beschermd door metalen of kunststof afdekkappen en om te voorkomen dat er vuil in het meetsysteem komt, kan een trekdraadschraper worden gemonteerd.

Mocht een bewegend machinedeel niet zijn voorzien van een oogje om de trekdraad in te klikken, of moet er op meerdere plaatsen worden gemeten, dan kan een kleefmagneet met oogje op het ferromagnetische materiaal van een bewegend onderdeel worden gezet. De kleefkracht van de magneet is minimaal 200 N op blank staal en uiteraard minder bij gelakte oppervlakken.

### ASM

In dit hoofdstuk wordt de serie WS-sensoren van ASM, afkorting van "Automation Sensors Measurement" onder de loupe genomen. Deze fabrikant wordt in Nederland vertegenwoordigd door de firma AE Sensors, Postbus 9084, 3301 AB Dordrecht, telefoon: 078-621.31.52, e-mail: [aesens@worldonline.nl](mailto:aesens@worldonline.nl), Internet: [www.ae-sensors.nl](http://www.ae-sensors.nl).

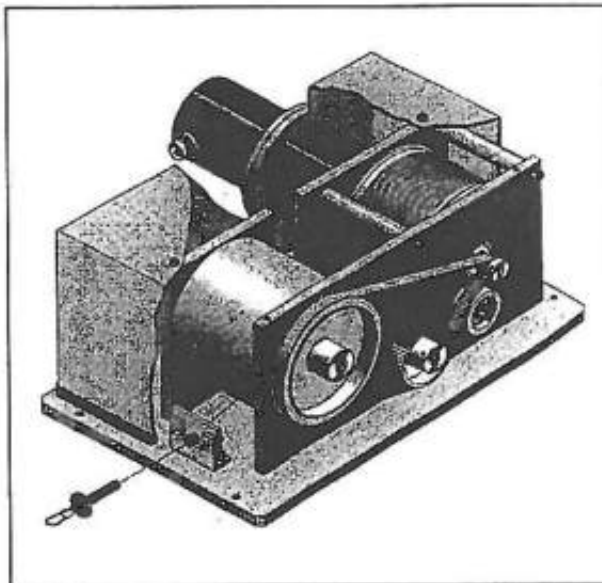
Deze WS-sensoren zijn nauwkeurige elektromechanische apparaten die lineaire verplaatsingen omzetten in een ermee proportioneel elektrisch signaal. De sensor bestaat uit de volgende precisie mechanische onderdelen:

- Voorgerekte en verouderde RVS meetdraad, voorzien van een PUR extrusielaag. De meetdraad wordt op een kabeltrommel gewikkeld. De kabeltrommel is op een as gemonteerd die bij het uittrekken en afrollen van de meetdraad wordt gespannen door

een rolveer, vergelijkbaar met de veer van een uurwerk. De veer biedt een constante tegenkracht of intrekkracht om de meetdraad recht en op spanning te houden.

- De mechanische componenten worden ondergebracht in een robuuste behuizing, samen met de elektronica componenten van de sensor. Bij bepaalde uitvoeringen is extra aandacht besteed aan de afdichting van de behuizing zodat deze onder zware industriële omstandigheden kunnen worden ingezet. De uitvoeringen met een zeer lange trekdraad hebben een intern draadgeleidingsmechanisme, zie figuur 7.
- De mechanische componenten van de sensor sturen via een koppeling een precisie potentiometer (analoge uitgangen) of een incrementele of absolute roterende encoder (digitale uitgangen). De elektrische uitgangssignalen kunnen aan allerlei meet- en besturingssystemen worden toegevoerd.
- Tijdens bedrijf wordt het vrije uiteinde van de trekdraad aangesloten op het bewegende deel van een machine of systeem dat wordt gemeten. De sensor zet dan de lineaire verplaatsing van de trekdraad, als deze op en van de kabeltrommel wordt gewikkeld, om in een roterende beweging die op haar beurt wordt omgezet in een elektrisch uitgangssignaal.

**Figuur 7**  
Bij lange trekdraden  
wordt een  
geleidingsmechanisme  
in de  
sensor-behuizing  
ingebouwd



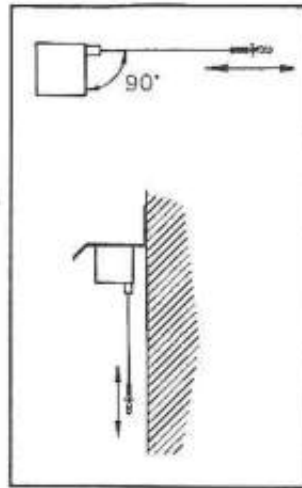
### Montage van een trekdraad sensor

De montage van een trekdraad sensor is even eenvoudig als het hangen van een schilderij aan de muur! Afhankelijk van het gewenste meetbereik en de afmetingen van de sensor zijn slechts enkele schroeven nodig om de sensor op zijn plaats te houden. Belangrijk is een vlakke en stevige montagesteun om meetfouten door verplaatsing van de sensor te voorkomen. Voor de bevestiging van de trekdraad aan de sensor zijn verschillende mogelijkheden beschikbaar, die variëren van een eenvoudige schroefverbinding tot een magnetische koppeling. Vooral de laatstgenoemde mogelijkheid is bij uitstek geschikt voor tijdelijke metingen.

Belangrijk bij de montage van de sensor is dat de trekdraad haaks, dus onder een hoek van negentig graden, staat ten opzichte van het vlak waaruit de trekdraad komt. De stand van de sensor is onbelangrijk. De uitvoer van de trekdraad kan dus in iedere gewenste richting worden geplaatst, mits de trekdraad vrij kan bewegen. In figuur 8 zijn de twee standaard opstellingen van een trekdraad sensor voorgesteld.



**Figuur 8**  
De standaard  
montage van  
trekdraad sensoren



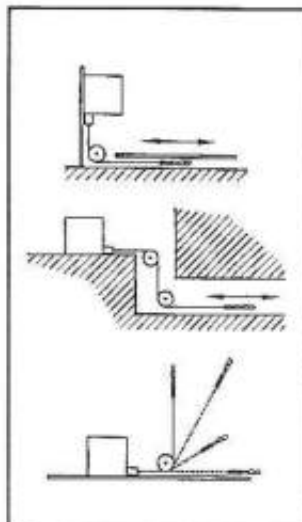
In geval de trekdraad wordt blootgesteld aan vervuiling door bijvoorbeeld olieresten, is het aan te bevelen de trekdraadopening naar beneden te plaatsen, zodat het binnendringen van vuil in de sensor wordt voorkomen. Verder is het aan te bevelen de sensor te beschermen tegen blootstelling aan vallende voorwerpen en vloeistoffen.

In de praktijk is het niet altijd mogelijk om de sensor dichtbij het te meten bewegende object te plaatsen. In die gevallen zal de trekdraad moeten worden omgeleid en dus moeten worden verlengd. Een voorbeeld van een dergelijke situatie is een onderwatermeting, waarbij de sensor op een starre en droge plaats boven het wateroppervlak wordt geplaatst. Verder kan de (verlengde) trekdraad worden omgeleid met behulp van rollagers, zie figuur 9. Een horizontale beweging van het te meten object kan daarmee worden omgezet in een verticale beweging. Op die manier kunnen ook lineaire bewegingen op moeilijk bereikbare plaatsen worden gemeten.

Vergelijkbaar is het omzetten van niet-lineaire bewegingen van het te meten object in een lineaire beweging voor de sensor.

In omgevingen waar een onbeschermde trekdraad gemakkelijk kan worden beschadigd of de vrije beweging kan worden gehinderd, moet de trekdraad worden beschermd en moet de te meten beweging eventueel via een andere mechanische overbrenging worden geïsoleerd. De bescherming van de trekdraad kan meestal eenvoudig worden gerealiseerd met behulp van een stalen of harde kunststoffen buis.

**Figuur 9**  
De trekdraad onder  
hoeken leiden



### Doorhangen van de trekdraad

Wordt de trekdraad horizontaal geplaatst, dan kan de kabel door zijn eigen gewicht gaan doorhangen. Dit doorhangen is echter uiterst gering en kan in het hele meetproces worden verwaarloosd, zelfs bij lengtes van de trekdraad tot veertig meter. De andere meetfouten van het systeem zijn groter dan die wordt veroorzaakt door het doorhangen van de trekdraad.

Het doorhangen van de trekdraad wordt bepaald door lengte en gewicht van de kabel en de spankracht op de kabel. Worden extreem lange trekdraden gebruikt, dan moet ervoor worden gezorgd dat de kabel vrij kan bewegen. Een eventueel ver doorhangende trekdraad die in zijn beweging wordt beperkt, kan een veel grotere meetfout tot gevolg hebben dan het doorhangen zelf tot gevolg heeft.

Mocht het doorhangen van de kabel een ontoelaatbare grote fout geven bij gebruik van extreem lange trekdraden, dan is het aan te bevelen gebruik te maken van extra geleidingen voor de trekdraad.

## Uitgangsinformatie

### Inleiding

De WS-sensoren zijn leverbaar met diverse soorten ingebouwde elektronica, soorten die bepalen hoe de gemeten lengte van de trekdraad wordt omgezet in een elektronisch te verwerken signaal:

- spanningsdelende potentiometer;
- spanningsuitgang;
- stroomuitgang;
- snelheidsuitgang;
- incrementele uitgang;
- serieel data-woord.

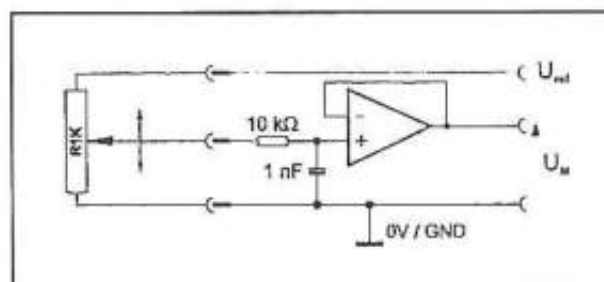
Deze verschillende uitgangskonfiguraties worden in de volgende paragraafjes uitvoeriger beschreven.

### Sensoren met spanningsdelende potentiometer

Het uitgangssignaal is een spanning die afkomstig is van een potentiometer, zie figuur 10. Aan de potentiometer wordt een referentiespanning aangeboden. De verhouding van het uitgangssignaal ten opzichte van de referentiespanning is evenredig met de afgelegde weg van de trekdraad. Voor een optimaal gedrag van de sensor wordt 94 % (3 % tot 97 %) van de totale slag van de potentiometer gebruikt voor het gespecificeerde meetbereik omdat de gebieden rond de aanslagen van de potentiometer te onnauwkeurig en derhalve niet bruikbaar zijn.

**Figuur 10**

*Het verwerken van het uitgangssignaal van een sensor met spanningsdeler potentiometer*

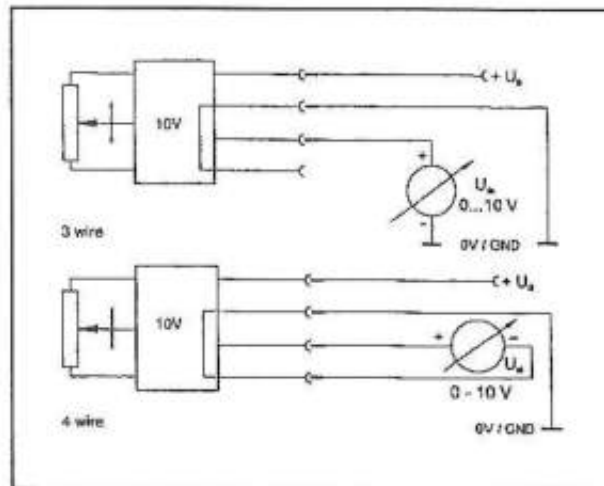


Het instellen van het elektrische nulpunt en de spanningsversterking dient plaats te vinden in de aan de sensor aangesloten schakeling. Om lineariteitsfouten te voorkomen moet de uitgang zo min mogelijk worden belast. Daarom dient de ingangsimpedantie van de schakeling tenminste 10 MΩ te bedragen.

### Sensoren met spanningsuitgang

Sensoren met spanningsuitgang leveren zélf een uitgangssignaal van 0 V tot 10 V, evenredig met een uitgetrokken draad van 0 % tot 100 %. Voor analoge signaalverwerking is de spanningsuitgang de beste keus. Het meten van het uitgangssignaal kan door, zie figuur 11, het aansluiten van een analoge meter op de uitgangen van de sensor.

**Figuur 11**  
Het meten van de uitgangsspanning van sensoren met spanningsuitgang

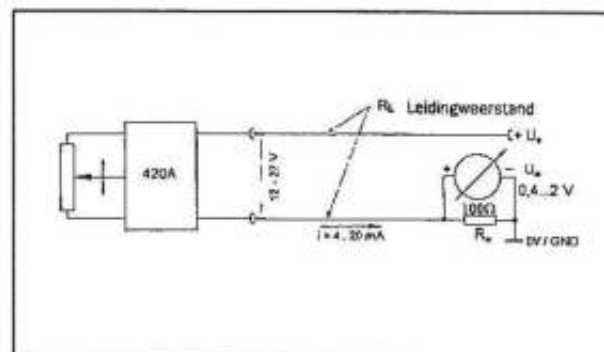


### Sensoren met stroomuitgang

Het uitgangssignaal is een 4 tot 20 mA stroomlus voor een afgelegde weg van 0 % tot 100 %. Deze gestandaardiseerde industriële tweedraads interface wordt veel toegepast voor de overdracht van gemeten waarden. De lusstroom is het meetsignaal en deze dient tegelijkertijd voor het voeden van de sensor. Het gemeten signaal is beschikbaar als een spanningsval over een in de stroomlus opgenomen meetweerstand  $R_M$ , zie figuur 12.

Omdat de stroom bepalend is voor de meting, heeft de weerstand van de leidingen ( $R_L$ ) geen invloed op de gemeten waarde. Er kunnen dus lange leidingen worden gebruikt waarbij de spanningsval over de leidingweerstand (impedantie) en de meetweerstand met behulp van de aangelegde spanning  $U_B$  worden gecompenseerd. Een onderbroken verbinding of een storing levert een meetsignaal van 0 mA op.

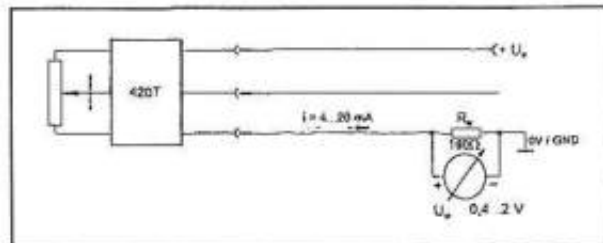
**Figuur 12**  
Het verwerken van het uitgangssignaal van sensoren met stroomuitgang



Als alternatief worden sommige sensoren geleverd met een 4 mA tot 20 mA stroomlus voor een afgelegde weg van 0 % tot 100 %. Deze driedraads verbinding is bijzonder ongevoelig voor elektromagnetische interferentie omdat de voedingsspanning  $U_B$  voor de sensor afzonderlijk wordt toegevoerd, zie figuur 13.

Net als bij het tweedraadssysteem is de gemeten waarde beschikbaar als een spanningsval over de meetweerstand  $R_M$  en is deze over een groot gebied onafhankelijk van de weerstand (impedantie) van de leidingen.

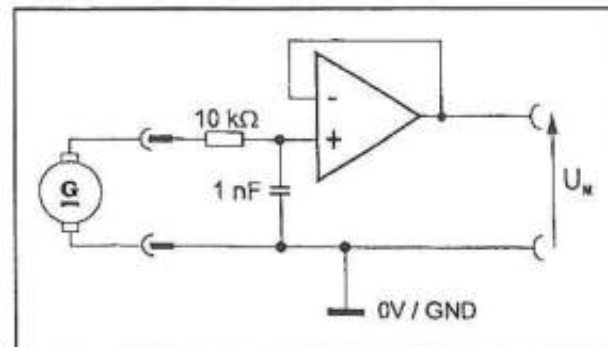
**Figuur 13**  
Sensoren met een  
driedraads stroomlus  
van 4 mA tot 20 mA



### Sensoren met snelheidsuitgang

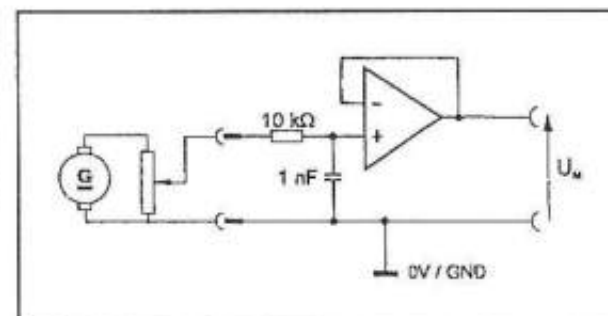
Het uitgangssignaal, dat door een gelijkspannings-tachogenerator wordt opgewekt, is evenredig met de snelheid waarmee de trekdraad wordt uitgetrokken. De grote dynamiek van de tachogenerator maakt metingen over een groot snelheidsbereik mogelijk. De interne weerstand van de tachogenerator vereist een hoge afsluitimpedantie van de afsluitende schakeling, zie figuur 14. De gevoeligheid verschilt van sensor tot sensor en is op het typeplaatje aangegeven.

**Figuur 14**  
Het verwerken van  
het uitgangssignaal  
van sensoren met  
gelijkspannings  
tachogenerator



Als alternatief worden ook sensoren geleverd met een tachogenerator die wordt afgesloten met een potentiometer, zie figuur 15. Het snelheidssignaal wordt afgenomen van een gelijkspannings tachogenerator met gedefinieerde gevoeligheid en dan ingeschaald via een potentiometer. De gebruiker hoeft de gevoeligheid dus niet in te stellen in de versterker. De inwendige weerstand van tachogenerator en afregelpotentiometer moet worden afgesloten met een hoogohmige weerstand.

**Figuur 15**  
Uitgangsschakeling  
bij een  
tachogenerator  
sensor met  
potentiometer



Een derde categorie sensoren in deze reeks heeft een uitgang met waarden van 2 mm/s tot 100 mm/s. Het uitgangssignaal is een spanning van -10 V tot +10 V voor een lineair snelheidsbereik van -100 % tot +100 %. Deze standaard interface wordt veel gebruikt in de aandrijftechniek, zie figuur 16.

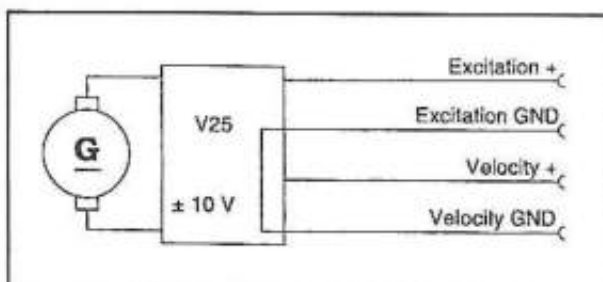
### Sensoren met incrementele uitgang

De afgelegde weg van de trekdraad wordt in de vorm van twee over 90° verschoven, blokvormige impulstreinen A en B incrementeel overgedragen, zie figuur 17. Voor het neutraal stellen van de verwerkingseenheid na het inschakelen van de voedingsspanning

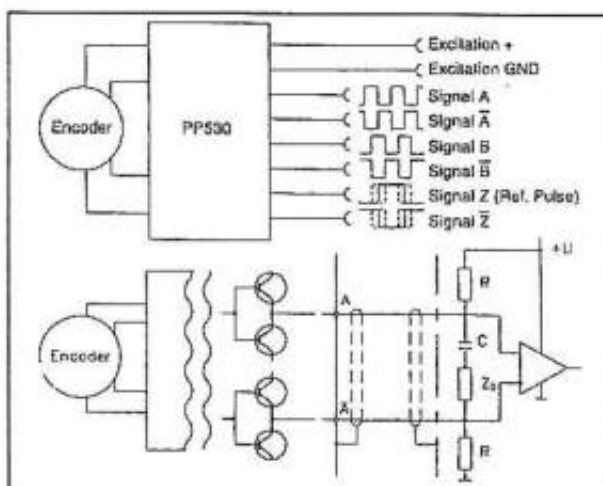
dient een periodiek uitgevoerde index-impuls Z (ook wel aangeduid als referentie impuls) en/of een in het meettraject opgenomen referentieschakelaar.

Dankzij de rechtstreekse digitalisering en de vertragsvrije overdracht van de meetgrootte is deze uitgangsvorm bijzonder geschikt voor positionerings-toepassingen waarbij hoge eisen worden gesteld aan de meetnauwkeurigheid en resolutie. Afhankelijk van de excitatiespanning zijn de uitgangsniveaus aangepast aan TTL (5 V), RS485 en HTL (24 V).

**Figuur 16**  
Het verwerken van het uitgangssignaal van sensoren met snelheidsuitgang van de derde categorie

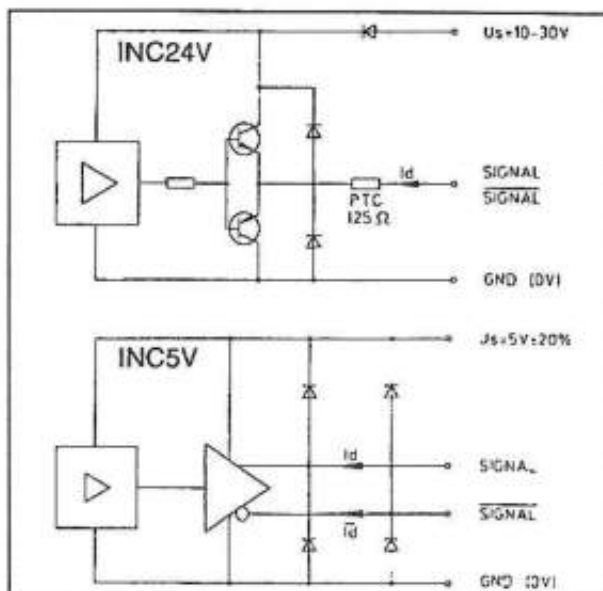


**Figuur 17**  
De uitgangssignalen van sensoren met incrementele uitgang



Een variant op dit principe zijn de incrementele impulsgevers INC24V en INC5V. De eerste is voorzien van stuurtrappen met balansuitgang. Deze levert HTL signalen van 24 V. De INC5V is voorzien van lijnstuurtrappen volgens EIA 485 A en levert 5 V signalen, zie figuur 18.

**Figuur 18**  
De uitgangsconfiguratie van incrementele sensoren van het type INC24V en INC5V





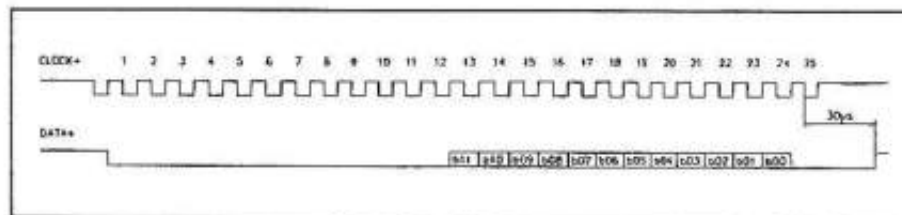
### Sensoren met serieel data-woord

Het sensorelement van een dergelijke sensor is een precisie potentiometer. De informatie over de positie wordt verkregen via een AD-omzetter onder de vorm van een serieel datawoord, zie figuur 19. De datatransmissie vindt plaats met behulp van de signalen CLOCK en DATA.

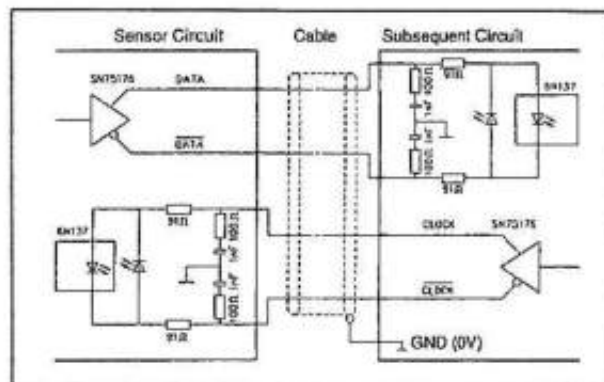
De verwerkingseenheid levert met het signaal CLOCK impulsreeksen en bepaalt daarmee de overdrachtssnelheid. Op de eerste dalende flank van een impulsreeks wordt de positie van de sensor bepaald en opgeslagen, overeenkomstig de momentele afgelegde weg. De volgende stijgende flank bestuurt bitgewijs de uitvoer van het datawoord (bit-voor-bit A/D-omzetting, codering en uitvoer). Na een pauzetijd kan een nieuwe positiewaarde worden overgedragen.

Deze sensoren kunnen worden toegepast wanneer een synchrone seriële interface met een hoge transmissiesnelheid wordt vereist. De omvormer kan rechtstreeks worden aangesloten op besturings-systemen met een SSI-ingang, zie figuur 20.

**Figuur 19**  
Het data-formaat van sensoren met serieel data-woord



**Figuur 20**  
De verwerking van de uitgangsgegevens van sensoren met serieel data-woord



## Type-overzicht

**Inleiding** De serie WS-sensoren bestaat uit een tiental typen, met verschillende lengten van de trekdraad, verschillende uitgangsformaten en verschillende toepassingen. In de volgende paragrafen worden de populairste typen in het kort voorgesteld.

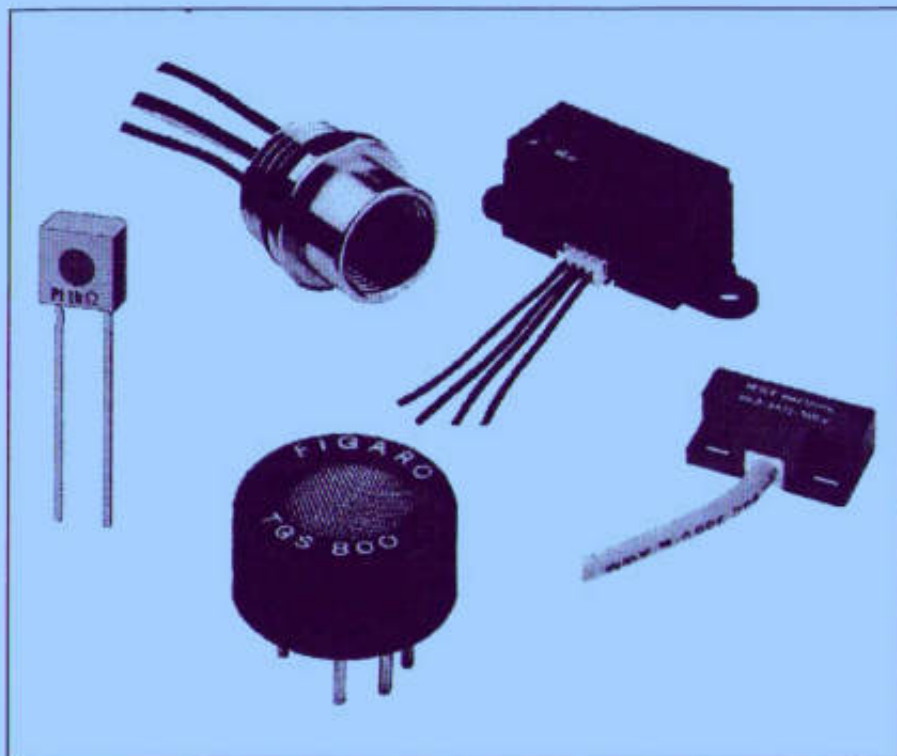
- WS10** – **Type:**  
Compacte positie trekdraad sensor voor algemene toepassingen
- **Bereik:**  
50 mm en 1.250 mm
- **Uitgang:**  
Spanningsuitgang, stroomlus uitgang, seriële uitgang, incrementele uitgang met 10 of 25 pulsen per mm
- WS11** – **Type:**  
Compacte positie trekdraad sensor voor algemene toepassingen, heavy-duty encoder

- **Bereik:**  
2.000 mm en 5.000 mm
- **Uitgang:**  
Incrementele uitgang

- WS12** - **Type:**  
Sensor voor zware industriële omgevingen toepassingen
- **Bereik:**  
50 mm en 3.000 mm
  - **Uitgang:**  
Spanningsuitgang, stroomlus uitgang, seriële uitgang, incrementele uitgang met 5, 10 of 25 pulsen per mm
- WS2.1** - **Type:**  
Compacte positie trekdraad sensor voor gemiddelde afstanden
- **Bereik:**  
2.500 mm
  - **Uitgang:**  
Spanningsuitgang, stroomlus uitgang, seriële uitgang, incrementele uitgang met 5 of 10 pulsen per m
- WS3.1** - **Type:**  
Compacte positie trekdraad sensor voor lange afstanden
- **Bereik:**  
10.000 mm en 15.000 mm
  - **Uitgang:**  
Incrementele uitgang met 1 puls per mm
- WS7.5** - **Type:**  
Compacte positie trekdraad sensor voor lange afstanden
- **Bereik:**  
3.750 mm en 40.000 mm
  - **Uitgang:**  
Spanningsuitgang, stroomlus uitgang, seriële uitgang, incrementele uitgang met 1, 5 of 10 pulsen per mm



# Groot elektronische sensoren boek



Deel 10  
Pyro-elektrische  
sensoren



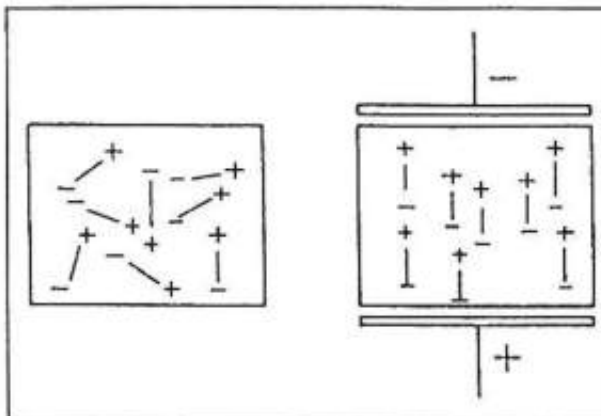


# Fysische werking

- Warmte is energie...** Ieder lichaam, dat warmer is dan de omgeving, straalt energie uit onder de vorm van onzichtbare infrarode straling. Dit verschijnsel vormt de basis voor het samenstellen van ideale personenregistratie systemen. De hoeveelheid straling is afhankelijk van het temperatuurverschil en van de grootte van het voorwerp. Men heeft kunnen meten dat een mens in een ruimte die een temperatuur van 20 °C heeft een gemiddeld vermogen van ongeveer 100 W uitstraalt! De golflengte van deze straling ligt rond 10  $\mu\text{m}$ . Dat is gunstig, want een gloeilamp van 100 W straalt uiteraard ook infrarode energie uit. Maar de golflengte van deze straling ligt een factor tien lager, dus rond 1  $\mu\text{m}$ . Ook de infrarode straling van de zon ligt ver buiten het bereik van de menselijke straling.
- ...en dus te detecteren** Op deze manier kan men op een heel eenvoudige manier de infrarode straling die door een mens wordt uitgezonden detecteren. Het volstaat een detector te ontwikkelen die een maximale gevoeligheid heeft rond 10  $\mu\text{m}$ .
- Het principe** Het principe van de pyro-elektrische detectoren is dat de op de detector invallende straling de detector opwarmt. Deze opwarming heeft bepaalde ladingsverschillen in de detector tot gevolg, die weer omgezet kunnen worden in spanningsverschillen. Hoewel een mens dus gemiddeld 100 W infrarode energie uitzendt, zal deze energie zich heel snel in de ruimte verspreiden. Het gevolg is dat de temperatuurstijging van de detector in de meeste gevallen slechts 0,02 °C bedraagt! Toch zijn de ontwikkelde detectoren gevoelig genoeg om dit zeer geringe temperatuurverschil te kunnen detecteren!
- Het pyro-elektrische effect** De ontdekking van het pyro-elektrische effect is een gevolg van de research die overal op de wereld plaats vindt op het gebied van ceramische materialen. Men ontdekte dat als men sommige ceramische stoffen opwarmde tot boven een bepaalde temperatuur, het zogenoemde Curie-punt, en er nadien tijdens het afkoelen een elektrisch veld over aanbracht, deze stoffen nadien temperatuur-gevoelige elektrische eigenschappen gingen vertonen. De oppervlaktelading van een plaatje, gemaakt uit een dergelijke ceramische stof, vertoont een afhankelijkheid van de temperatuur. Deze variërende lading kan door middel van elektroden, die over het plaatje worden aangebracht, afgetakt worden als spanning. Er wordt immers een kleine condensator gevormd, waarvan de waarde afhankelijk is van de dikte van het plaatje, de oppervlakte van de elektroden en de diëlectrische constante van het materiaal. Deze zeer kleine spanning kan door middel van gevoelige versterkers omgezet worden in een bruikbaar signaal.
- Elektrische dipooltjes** Het materiaal, dat pyro-elektrische eigenschappen vertoont, kan voorgesteld worden door kleine elektrische dipooltjes, zoals getekend in figuur 1. Deze dipooltjes kan men vergelijken met de basis-magneetjes, waaruit men veronderstelt dat een permanente magneet is samengesteld. Onder natuurlijke omstandigheden zijn deze dipooltjes willekeurig gericht, zodat statistisch kan worden aangenomen dat het totale effect over het gehele plaatje nul is (linker figuur). Als men echter het plaatje verwarmt tot boven het

Curie-punt en een elektrisch veld aanlegt, gaan alle dipooltjes zich richten naar dat externe veld (rechter figuur).

**Figuur 1**  
Het fysisch  
verschijnsel  
"pyro-elektrische  
effect" grafisch  
toegelicht



Ook na de afkoeling blijven de meeste dipooltjes in deze stand gefixeerd. Onder invloed van de temperatuur zullen echter een aantal dipooltjes weer uit dit stramen springen, waardoor een lading over het plaatje ontstaat. Hoe hoger de temperatuurvariatie, hoe sterker dit verschijnsel en hoe hoger de lading die over het plaatje zal ontstaan.

### Pyro-elektrische materialen

Naast ceramische materialen heeft men ook kunststoffen ontwikkeld, die pyro-elektrische eigenschappen vertonen. Deze kunststoffen zijn gemakkelijker te verwerken dan de ceramische materialen en hebben tegenwoordig volledig te plaats van de ceramieken verdrongen. Men heeft diverse stoffen ontdekt die heel goede pyro-elektrische eigenschappen in het 10  $\mu\text{m}$  gebied hebben. De voornaamste zijn:

- Triglycinsulfaat, afgekort tot TGS;
- Lithiumtantalaat  $\text{LiTaO}_3$ ;
- ceramische stoffen op basis van lood, titaan en zirkonium, de zogenoemde PZT-stoffen;
- Polyvinildenylfluoride, afgekort tot PVDF.

Het is voornamelijk deze laatste stof die tegenwoordig in pyro-elektrische detectoren wordt toegepast. Deze stof kan namelijk tot zeer dunne folies verwerkt worden, waarbij gedacht moet worden aan diktes van ongeveer 10  $\mu\text{m}$ .

### De pyro-elektrische detector

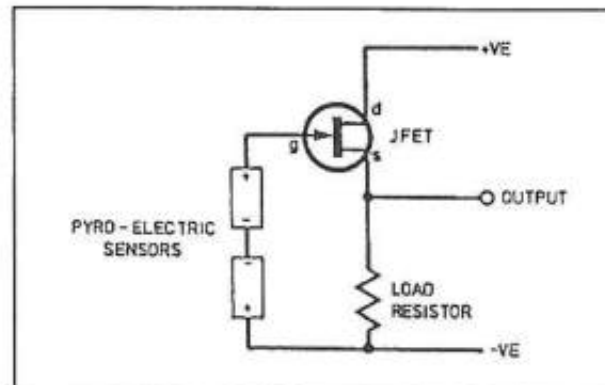
Het is, om precies te zijn, niet zo dat dergelijke sensoren de aanwezigheid van een persoon kunnen detecteren. Dat is een gevolg van de extreem hoge gevoeligheid van dergelijke sensoren. Zou men slechts één sensor toepassen, dan zou deze reageren op iedere honderdste graad wijziging in de omgevingstemperatuur en er zou van een betrouwbare detectie helemaal geen sprake zijn. Vandaar dat een pyro-elektrische detector is samengesteld uit twee in anti-serie geschakelde sensoren, zie figuur 2.

Men zorgt ervoor dat de twee sensoren heel innig thermisch gekoppeld zijn, zodat men er zeker van is dat ze beiden op dezelfde omgevingstemperatuur staan. Op deze manier wordt de invloed van de variërende omgevingstemperatuur volledig uitgeschakeld. Het zal echter duidelijk zijn dat ook de straling van een persoon nu op beide sensoren inwerkt en geen resulterend signaal tot gevolg heeft.

Er moet dus nog iets anders verzonnen worden, namelijk een speciale optiek voor de detector.

Omdat de sensoren een zeer hoge impedantie hebben, is het noodzakelijk gebruik te maken van een impedantie-transformator. In de meeste gevallen bestaat deze uit een FET-volger en wordt de uitgangsspanning afgenomen van de source.

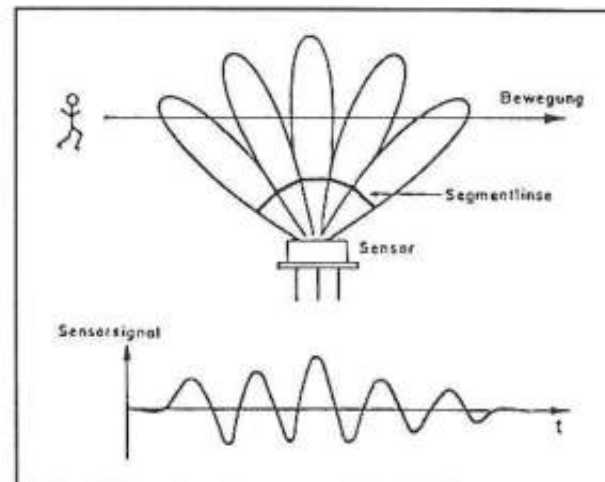
**Figuur 2**  
Het elektrische  
schema van een  
pyro-elektrische  
detector



### De Fresnel-optiek

Een onmisbaar onderdeel van een pyro-elektrische detector is een speciale gesegmenteerde optiek of lens, die de infrarode straling op een zeer speciale manier op de twee sensoren focust. Deze zogenaamde Fresnel-optiek is schematisch voorgesteld in figuur 3.

**Figuur 3**  
Door middel van een  
speciale lens wordt  
de straling van een  
bewegend persoon  
afwisselend op een  
van beide  
pyro-elektrische folies  
gefocust



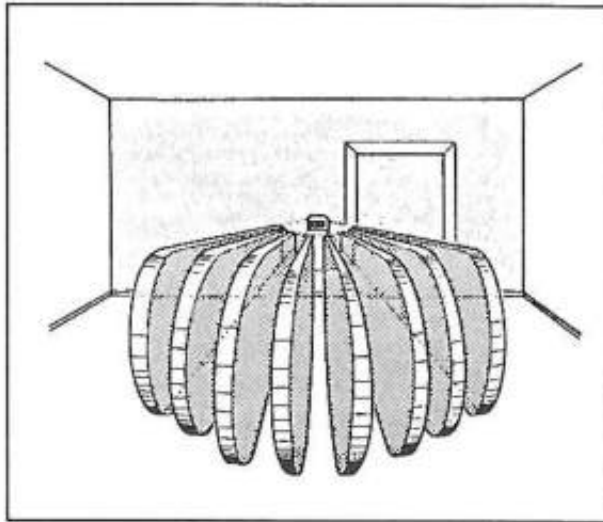
Als een persoon door de ruimte beweegt, dan zal de speciale optiek er voor zorgen dat de straling die deze persoon uitzendt, achtereenvolgens op de ene en de andere sensor terecht komt. Het gevolg is dat er kleine temperatuursverschillen tussen de sensoren ontstaan. Deze wekken kleine ladingsverschillen op, die dan weer door de ingebouwde elektronica in kleine spanningsverschillen worden omgezet. Als een persoon door de kamer beweegt zal de pyro-elektrische sensor dus een klein wisselspanningssignaal opwekken, zoals getekend in de onderste grafiek van figuur 3. Het systeem is zo gevoelig dat zelfs de geringste beweging van een hoofd, hand of been wordt geregistreerd.

### Gevoeligheids- lobben

Vanwege het beschreven principe zal het duidelijk zijn dat de te bewaken ruimte wordt ingedeeld in een aantal onzichtbare "lobben". Staat een persoon in één dergelijke lob, dan zal de sensor een klein, eenmalig signaaltje opwekken. Beweegt de persoon echter van "lob" tot "lob", dan zal de sensor een duidelijk wisselende spanning afgeven, die door de achtergeschakelde elektronica versterkt kan worden. In figuur 4 zijn, voor de duidelijkheid, slechts

acht lobben getekend. In de praktijk wordt de te bewaken ruimte echter ingedeeld in tientallen lobben, zodat het praktisch onmogelijk is zich in de ruimte te bewegen zonder minstens in twee naast elkaar gelegen "lobben" straling uit te zenden.

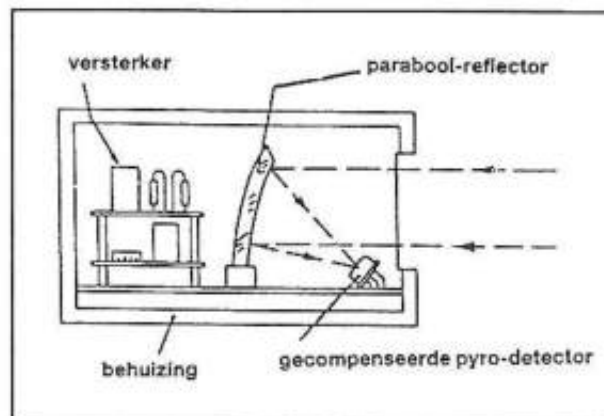
**Figuur 4**  
Door de speciale  
gesegmenteerde  
optiek wordt de door  
de detector bewaakte  
ruimte verdeeld in  
een groot aantal  
lobben



#### Gesegmenteerde parabool reflector

Een andere mogelijkheid om de straling afwisselend op een van de twee pyro-elektrische sensoren te laten vallen, is gebruik te maken van een zogenoemde gesegmenteerde parabool reflector. Dit principe is getekend in figuur 5. De reflector is achter de sensor opgenomen. De infrarode straling van een bewegend voorwerp, die via een venster binnenkomt, wordt door de segmenten van de reflector afwisselend op een van beide sensoren gefocuseerd. Op deze manier ontstaan de temperatuurverschillen tussen beide sensoren en zal de detector een kleine wisselspanning genereren.

**Figuur 5**  
Het principe van de  
gesegmenteerde  
parabool reflector



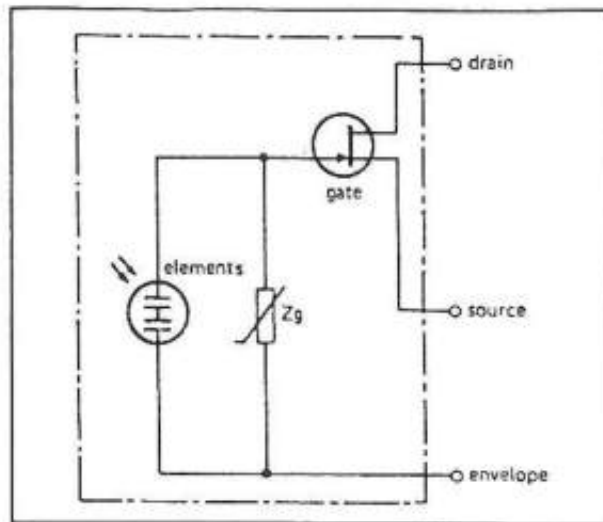
## Basisschakelingen

#### De praktische sensor

In figuur 6 is het intern schema getekend van een praktisch verkrijgbare pyro-elektrische sensor. Zowel de capaciteit van een pyro-elektrisch element als de uitgangsspanning zijn erg klein en men moet op een zo kort mogelijke afstand van de een of twee ingebouwde sensoren een elektronische schakeling opnemen die de twee elementen met een zo hoog mogelijke impedantie en zo capaciteitsarm als maar mogelijk is afsluit. Wat ligt er dan meer voor de hand dan deze eerste trap te integreren in de behuizing van de sensor!



**Figuur 6**  
Het intern schema  
van de meeste  
commercieel  
aangeboden  
pyro-elektrische  
sensoren

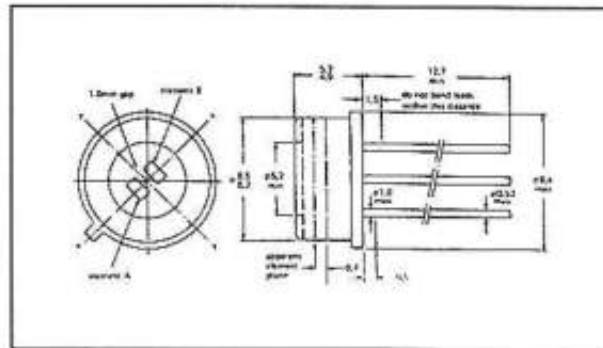


Over de een of twee pyro-elementen is meestal nog een onderdeel met niet-lineaire karakteristieken geschakeld, dat de gate van de MOSFET moet beschermen tegen te grote negatieve spanningen.

#### Praktische uitvoering

De meeste pyro-elektrische sensoren zijn ondergebracht in een metalen TO-behuizing, waarvan de afmetingen zijn geschetst in figuur 7.

**Figuur 7**  
De behuizing van  
een pyro-elektrische  
sensor

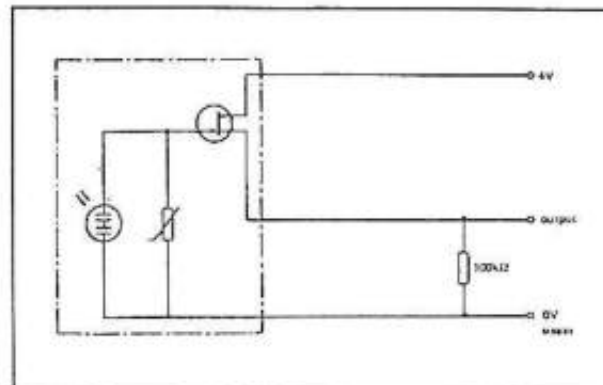


De twee elementen van een gecompenseerde sensor liggen ongeveer 2 mm uit elkaar en zijn voor de straling toegankelijk via een venstertje dat IR-straling zo goed mogelijk doorlaat.

#### Eerste basisschakeling

Dank zij de ingebouwde FET-trap kunnen pyro-elektrische sensoren zonder problemen opgenomen worden in elektronische schakelingen. In figuur 8 wordt de interne MOSFET opgenomen in een externe source-volger schakeling. Een schakeling die te vergelijken is met de bekende emitter-volger en die dus een versterking van iets minder dan 1 levert en een lage uitgangsimpedantie.

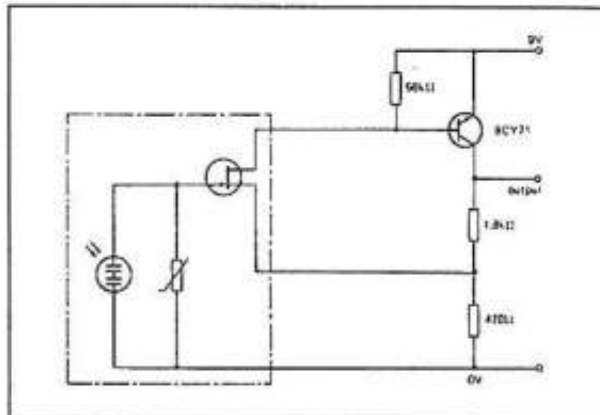
**Figuur 8**  
De eenvoudigste  
schakeling voor het  
afsluiten van een  
pyro-elektrische  
sensor





In de schakeling van figuur 9 wordt de MOSFET opgenomen in een tweetrapsversterker met stroomtegenkoppeling. Ook deze schakeling wordt gekenmerkt door een lage uitgangsimpedantie, maar levert een signaalversterking op waarvan de waarde afhankelijk is van de verhouding tussen de weerstanden in de collector van de uitgangstransistor. Deze schakeling is zeer bruikbaar als men zeer gevoelige schakelingen moet ontwerpen die zonder meer noodzakelijk zijn in inbraakbeveiligingen met grote reikwijdte.

**Figuur 9**  
Een teruggekoppelde  
versterker met grote  
signaalwinst



De praktische specificaties van de voorgestelde schakeling zijn:

- spanningsversterking van 4,8;
- uitgangsimpedantie van 200  $\Omega$ ;
- een ruissignaal op de uitgang van gemiddeld 250 nV/Hz<sup>-1</sup>.

Een ander belangrijk argument ten gunste van deze schakeling is dat er nogal wat spreiding zit op de specificaties van de interne MOSFET. De stroomtegenkoppeling in deze schakeling compenseert de instelspanningen in enige mate, wat zeer belangrijk is bij seriefabrikage. Toch kan, ondanks de tegenkoppeling, het gelijkspanningsniveau op de uitgang van de versterker van schakeling tot schakeling variëren tussen 1 V en 8 V!

## Specificaties

**Inleiding** Naast de voor de hand liggende gegevens zoals het aantal elementen waaruit de sensor bestaat, hun afmetingen en de spectrale gevoeligheid, worden pyro-elektrische sensoren gekenmerkt door een aantal specificaties waarvan de definitie niet onmiddellijk duidelijk is en waarbij enige toelichting op zijn plaats is:

- gevoeligheid (responsivity);
- noise equivalent power.

**Gevoeligheid** De gevoeligheid van een pyro-elektrische sensor wordt gedefinieerd als de verhouding tussen de effectieve spanning op de uitgang tot het effectieve stralingsvermogen dat op de sensor invalt. De eenheid van deze grootheid is bijgevolg volt per watt, afgekort V/W of V\*W<sup>-1</sup>. Er zijn echter twee grootheden die deze specificatie beïnvloeden en wel de golflengte van de straling die gebruikt wordt voor het opmeten van deze eigenschap en de frequentie waarmee de invallende straling gemoduleerd wordt. In de meeste tests wordt dit gedaan door tussen de stralingsbron en de sensor een draaiende schijf aan te brengen, voorzien van een of meerdere openingen.

Vandaar dat deze specificatie steeds wordt gevolgd door enige getallen tussen haakjes, waarbij de eerste de golflengte in  $\mu\text{m}$  aangeeft en de tweede de frequentie. De gevoeligheid zou dus bijvoorbeeld kunnen worden gegeven als 150 V/W (10, 10), hetgeen wil zeggen dat de grootte is gemeten met straling van 10  $\mu\text{m}$  golflengte en pulserend invallend op de sensor met een frequentie van 10 Hz.

Ook belangrijk bij de vermelding van deze specificatie is hoe de sensor tijdens de meting werd afgesloten. In de meeste gevallen wordt gemeten met een source-volger geschakeld achter de pyro-elementen, zodat de spanningsversterking van de elektronica niet meespeelt bij het beoordelen van de gevoeligheid.

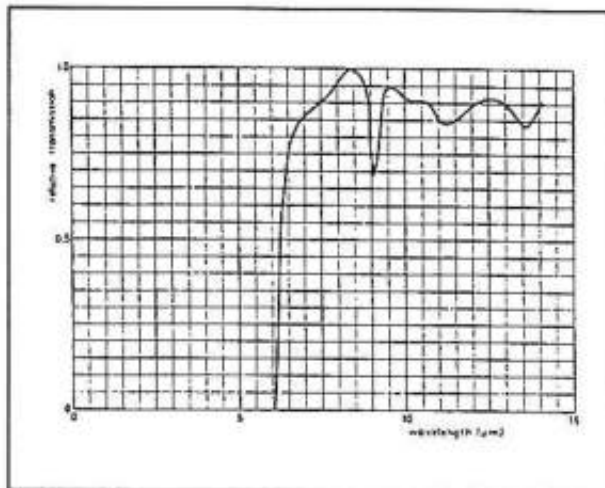
#### Noise equivalent power (NEP)

De NEP is een maat voor de minimale hoeveelheid straling die kan worden gedetecteerd. Het is de effectieve waarde van de hoeveelheid straling die op de sensor moet invallen om een effectief uitgangssignaal op te wekken dat even groot is als de effectieve waarde van de eigen ruis van de detector. Deze grootte wordt uitgedrukt in watt per vierkantswortel hertz, dus  $\text{W}/\text{Hz}^{-1}$ . Ook hierbij worden enige relevante gegevens tussen haakjes vermeld en wel de golflengte, de frequentie en de bandbreedte van de ruismeting in Hz.

#### Optisch venster

Ondanks het feit dat pyro-elektrische sensoren zo ontworpen worden, dat hun maximale gevoeligheid rond 10  $\mu\text{m}$  ligt, zullen hun sensoren toch ook gevoelig zijn voor straling met andere golflengtes. Om deze gevoeligheid te minimaliseren worden de meeste detectoren geleverd in een behuizing die voorzien is van een optisch filter. Dit filter vormt een hoogdoorlaat filter, dat alleen straling met een golflengte van meer dan 5  $\mu\text{m}$  doorlaat. In figuur 10 is als voorbeeld de doorlaatkarakteristiek getekend van het filter, waarmee de pyro-elektrische detector RPY97 van Philips is uitgerust.

**Figuur 10**  
De golflengte karakteristiek van het optische filter van de RPY97 van Philips



## KRX10

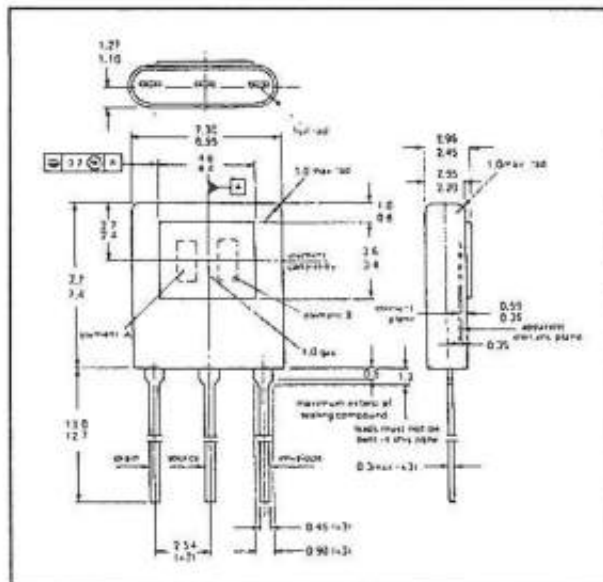
#### Beschrijving

De KRX10 is een pyro-elektrische detector in vlakke slechts 3 mm dikke behuizing, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger. De schakeling is voorzien van een optiek, die de daglicht golflengtes weg filtert.

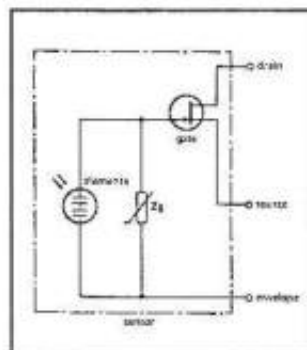
## Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 11
- intern schema: figuur 12
- optisch filter: figuur 13
- gevoeligheid: 6,5 tot 14  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-sigitaal: 900  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 25  $\mu\text{V}$  max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 50°
- openingshoek vertikaal: 50°

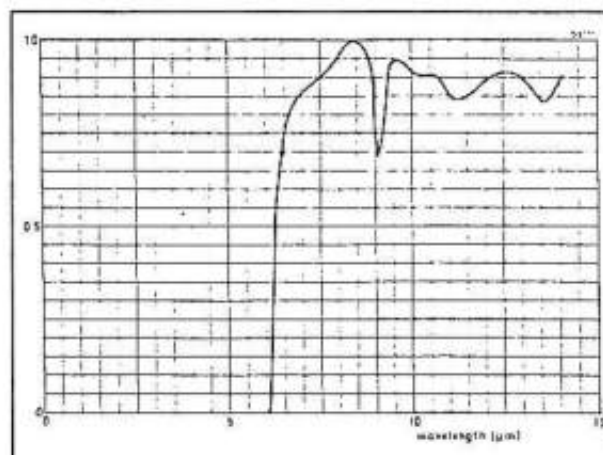
**Figuur 11**  
**Behuizing van de**  
**KRX10**



**Figuur 12**  
Intern schema van de  
KRX10



**Figuur 13**  
Doorlaat  
karakteristiek van het  
optisch filter van de  
KRX10



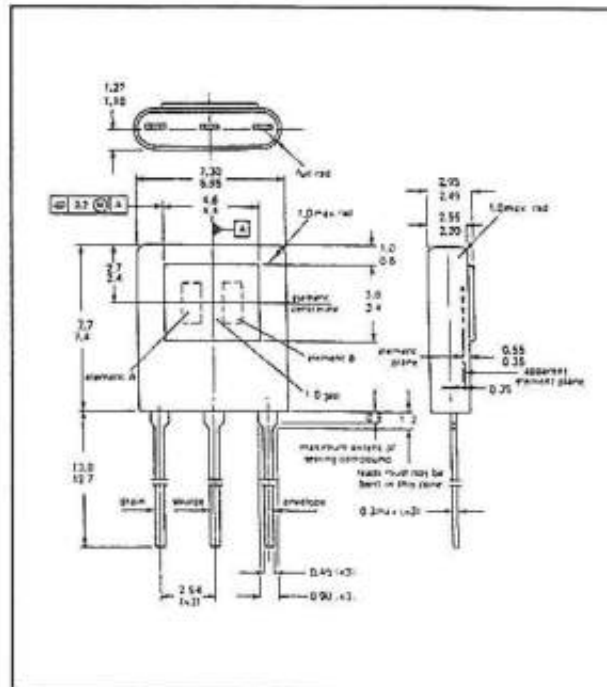
**KRX11**

**Beschrijving** De KRX11 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger. De schakeling lijkt veel op de KRX10, maar heeft iets slechtere eigen ruis eigenschappen. Bovendien is het optische filter veel breedbandiger.

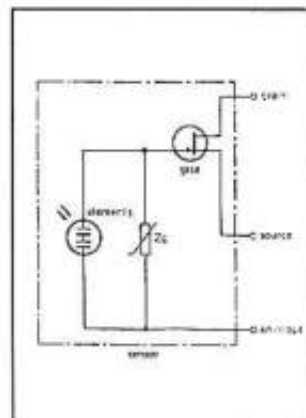
## Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 14
- intern schema: figuur 15
- optisch filter: figuur 16
- gevoeligheid: 6 tot 14  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-sigitaal: 900  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 30  $\mu\text{V}$  max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 50°
- openingshoek vertikaal: 50°

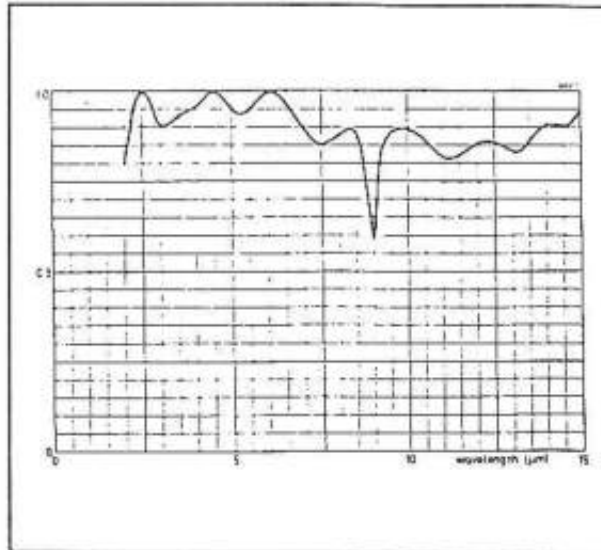
**Figuur 14**  
**Behuizing van de**  
**KRX11**



**Figuur 15**  
Intern schema van de  
KRX11



**Figuur 16**  
De doorlaat  
karakteristiek van het  
optisch filter van de  
KRX11

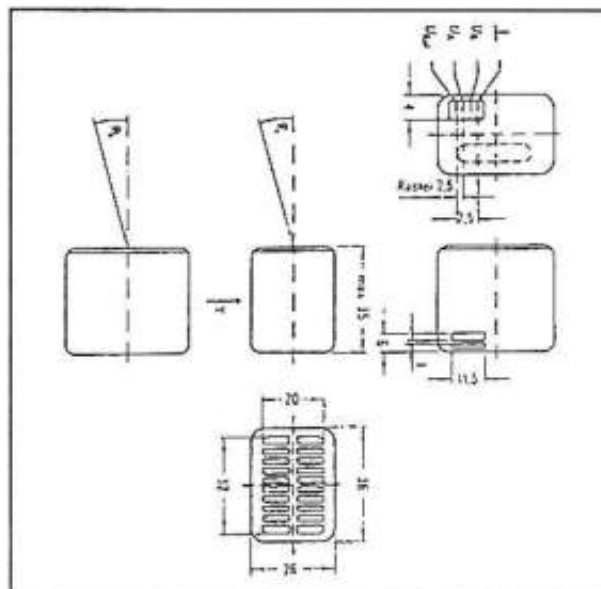


## PID11

**Beschrijving** De PID11 is een door Siemens ontwikkelde module, op basis van een PVDF-folie. Deze module bevat de uit twee folies bestaande pyro-elektrische sensor, de noodzakelijke optische elementen waaronder een fresnel-reflector, een voorversterker en een eindtrap. Het geheel kan op een voedingsspanning van 4 tot 12 V worden aangesloten en levert een zeer duidelijk spanningsverschil op de uitgang als een persoon in het zichtveld van de module ontdekt wordt.

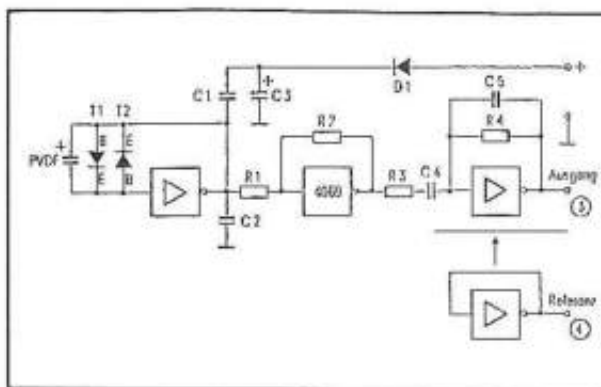
- Technische gegevens**
- fabrikant: Siemens
  - behuizing: figuur 17
  - intern schema: figuur 18
  - voedingsspanning: 4 tot 12 V
  - voedingsstroom: 0,4 mA
  - uitgangsimpedantie: 2,2 k $\Omega$
  - aanspreektijd: 500 ms
  - detectie-bereik: 7 m
  - openingshoek: figuur 19

**Figuur 17**  
Behuizing en  
aansluitgegevens  
van de PID11

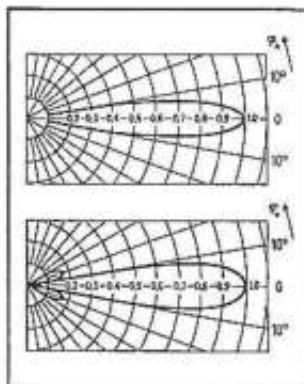




**Figuur 18**  
Intern blokschema  
van de PID11



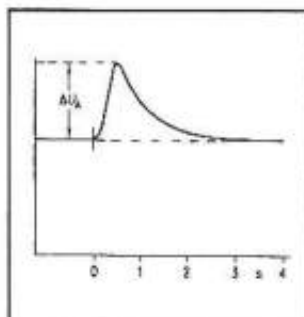
**Figuur 19**  
Horizontale en  
vertikale  
openingshoeken van  
de PID11



### Functie-beschrijving

De gehele schakeling van de PID11 is in een klein, zwart kunststof huisje ondergebracht, dat bestaat uit **GELEIDEND** materiaal dat intern met de massa verbonden is. Deze geleidende behuizing zorgt voor een effectieve afscherming van de zeer gevoelige elektronica tegen externe strooivelden en -spanningen. De afkorting "PVDF" in figuur 18 stelt de twee in anti-serie geschakelde sensoren voor. Deze worden overbrugd door twee dioden, die ervoor moeten zorgen dat de voorversterker niet beschadigd wordt door oversturing. De volledige elektronica is opgebouwd rond een CD4069. Dat is een COSMOS-IC, waarvan de poorten in deze schakeling als lineaire versterkers gebruikt worden. De vierde poort wekt op pen 4 een referentiespanning op, die gelijk is aan de rustspanning op de uitgang. De uitgang staat ter beschikking op pen 3. In rust, dus zonder detectie van een beweging, staat op deze pen dezelfde spanning als op pen 4. Als de detector echter een bewegend object registreert, dat warmer is dan de omgeving, zal op pen 3 een korte, positieve puls verschijnen met een vorm zoals getekend in figuur 20.

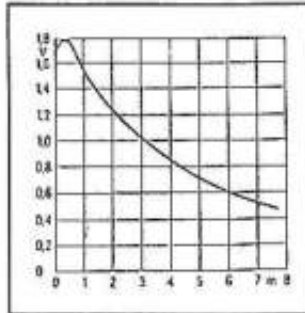
**Figuur 20**  
De uitgangspuls van  
de PID11 als een  
warm bewegend  
object wordt  
gedetecteerd



De speciale vorm van deze puls komt voor rekening van de laatste trap van de interne schakeling. Rond de derde poort is namelijk een gecombineerde integrator/differentiator samengesteld, die de smalle pulsjes, die ontstaan door de segmentlens en de beweging

van de persoon, omzetten in één mooie positieve puls. De grootte van de uitgangspuls is alleen afhankelijk van de afstand tussen de sensor en het bewegend voorwerp. Tot een afstand van ongeveer tien meter wordt nog een duidelijke spanningspuls van meerdere tienden van een volt gegenereerd, zie de grafiek van figuur 21. Als de detector geconfronteerd wordt met een bewegend voorwerp dat kouder is dan de omgeving, zal de schakeling een negatieve puls genereren. In principe kan men dus dit verschil tussen een positieve en een negatieve puls in de praktijk toepassen om koude en warme bewegende voorwerpen te detecteren.

**Figuur 21**  
De grootte van de uitgangspuls in functie van de afstand tussen de PID11 en het bewegend voorwerp

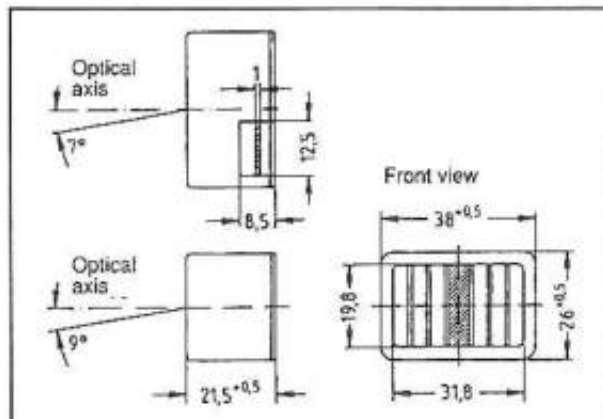


## PID20

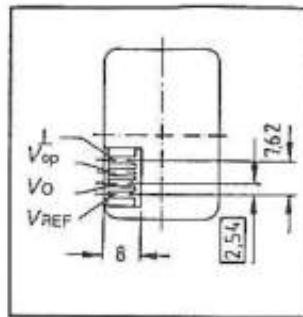
**Beschrijving** De PID20 is een door Siemens ontwikkelde module, op basis van een PVDF-folie. Deze module bevat de uit twee folies bestaande pyro-elektrische sensor, de noodzakelijke optische elementen, een voorversterker en een eindtrap. Het geheel kan op een voedingspanning van 5 V worden aangesloten en levert een spanningspuls op de uitgang als een persoon in het zichtveld van de module ontdekt wordt.

- Technische gegevens**
- fabrikant: Siemens
  - behuizing: figuur 22
  - aansluitgegevens: figuur 23
  - voedingspanning: 5 V
  - voedingsstroom: 0,2 mA
  - uitgangsimpedantie: 100 k $\Omega$
  - aanspreektijd: 500 ms
  - detectie-bereik: 7 m
  - detectie-puls: 1,8 V typisch
  - openingshoek horizontaal: 9°
  - openingshoek vertikaal: 7°

**Figuur 22**  
Behuizing van de PID20



**Figuur 23**  
Aansluitgegevens  
van de PID20



**RPY87**

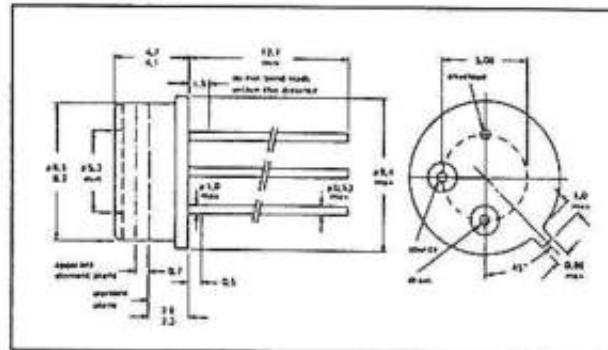
### Beschrijving

De RPY87 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit slechts één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling is ondergebracht in een metalen SOT-49 behuizing en voorzien van een breedbandig optisch filter.

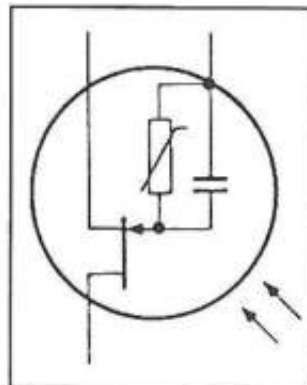
## Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 24
- intern schema: figuur 25
- gevoeligheid: 1 tot 15  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensor: 2 x 1 mm
- piek-sigitaal: 500  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 10  $\mu\text{V}$  max.
- voedingsspanning: 3 tot 10 V

**Figuur 24**  
Behuizing van de  
RPY87



**Figuur 25**  
Intern schema van de  
RPY87



**RPY89**

### Beschrijving

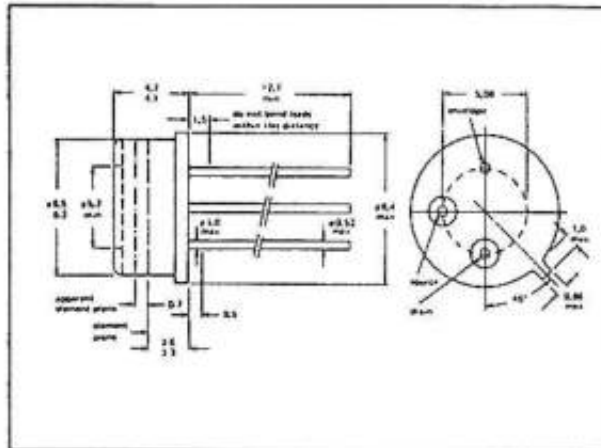
De RPY89 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling

is ondergebracht in een SOT-49 behuizing en heeft een breedbandig optisch filter. De schakeling is te vergelijken met de RPY87, maar is veel minder gevoelig.

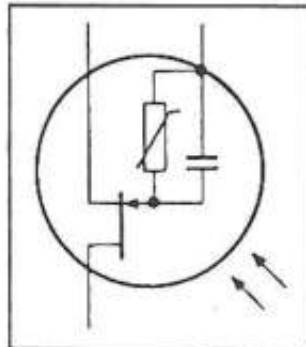
## Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 26
- intern schema: figuur 27
- gevoeligheid: 1 tot 15  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensor: 2 x 1 mm
- piek-sigitaal: 250  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 20  $\mu\text{V}$  max.
- voedingsspanning: 3 tot 10 V

**Figuur 26**  
Behuizing van de  
RPY89



**Figuur 27**  
Intern schema van de  
RPY89



**RPY97**

### Beschrijving

De RPY97 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger.

De schakeling is ondergebracht in een SOT-49 behuizing, die is voorzien van een optisch filter dat de infrarode bestanddelen van het daglicht weg filtert.

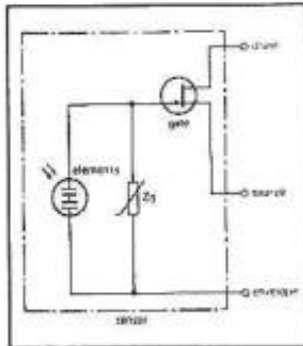
## Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 28
- intern schema: figuur 29
- gevoeligheid: 6,5 tot 14  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-sigitaal: 150  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 25  $\mu\text{V}$  max.
- voedingsspanning: 3 tot 10 V

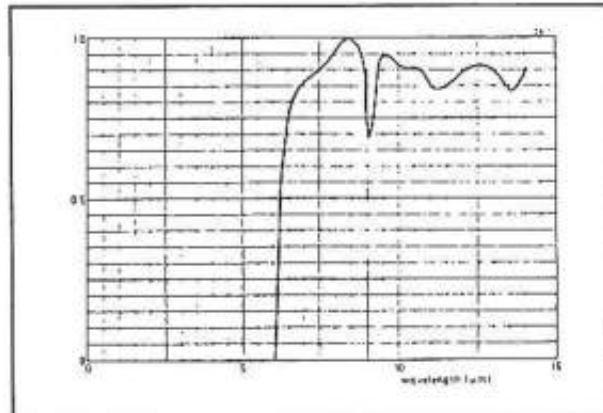




**Figuur 31**  
Intern schema van de  
RPW100



**Figuur 32**  
Doorlaatkarakteristiek  
van het optisch filter  
van de RPW100 en  
RPY100

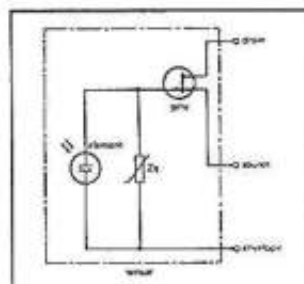


## RPY100

**Beschrijving** De RPY100 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling is ondergebracht in een standaard SOT-49 behuizing, voorzien van een optisch filter dat de infrarode bestanddelen van het daglicht weg filtert.

- Technische gegevens**
- fabrikant: Philips
  - behuizing: figuur 30
  - intern schema: figuur 33
  - optisch filter: figuur 32
  - gevoeligheid: 6,5 tot 14  $\mu\text{m}$
  - afmetingen sensor: 2 x 1 mm
  - piek-signaal: 460  $\mu\text{V}$  typisch
  - piek-ruis: 20  $\mu\text{V}$  max.
  - gate-source cut-off: -0,5 V max.
  - conductantie: 1,3 mA/V
  - voedingsspanning: 3 tot 10 V
  - frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
  - openingshoek horizontaal: 50°
  - openingshoek vertikaal: 55°

**Figuur 33**  
Intern schema van de  
RPY100, RPY101 en  
RPY102



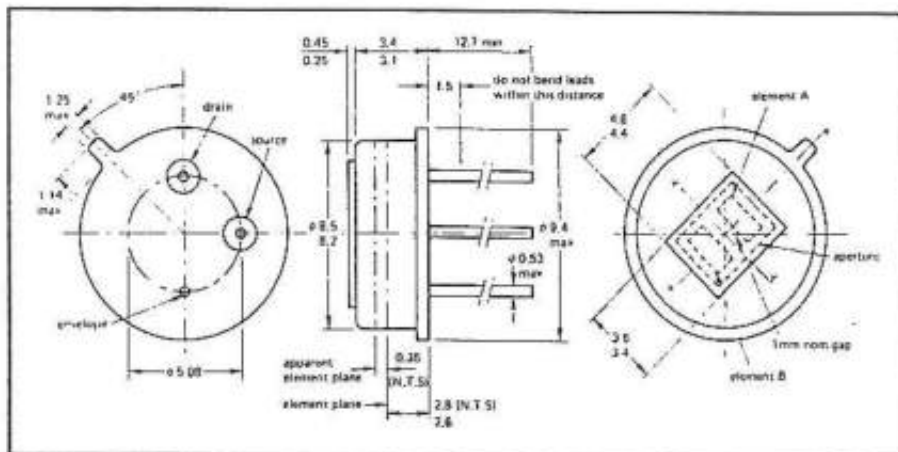
## RPW101

**Beschrijving** De RPW101 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger. De schakeling zit in een SOT-49 behuizing en is voorzien van een optisch daglicht filter. De schakeling wordt gekarakteriseerd door een vrij kleine openingshoek.

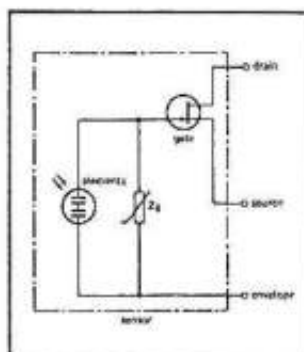
### Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 34
- intern schema: figuur 35
- optisch filter: figuur 36
- gevoeligheid: 6,5 tot 14  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-signaal: 800  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 25  $\mu\text{V}$  max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 37°
- openingshoek vertikaal: 43°

**Figuur 34**  
Behuizing van de  
RPW101 en RPW102



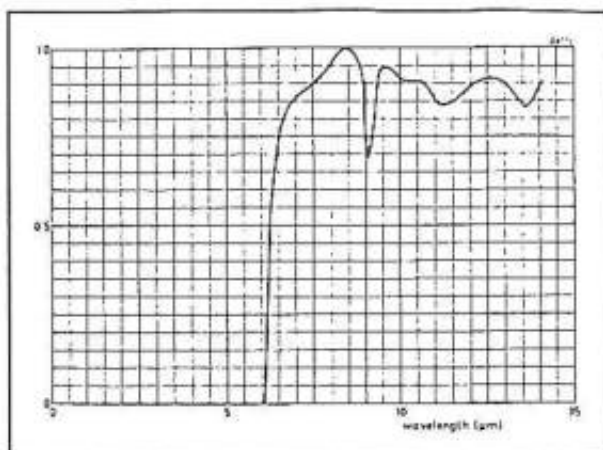
**Figuur 35**  
Intern schema van de  
RPW101, RPW102  
en RPY103



## RPY101

**Beschrijving** De RPY101 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling is ondergebracht in een SOT-49 behuizing, voorzien van een daglicht filter. De RPY101 heeft een tamelijk lage gevoeligheid.

**Figuur 36**  
 Doorlaatkarakteristiek  
 van het optisch filter  
 van de RPW101,  
 RPW102 en RPY102



#### Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 30
- intern schema: figuur 33
- gevoeligheid: 6,5 tot 14  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensor: 2 x 1,5 mm
- piek-sigitaal: 100  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 38  $\mu\text{V}$  max.
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz

## RPW102

#### Beschrijving

De RPW102 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger. De schakeling is ondergebracht in een SOT-49 behuizing, voorzien van een daglicht filter.

#### Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 34
- intern schema: figuur 35
- optisch filter: figuur 36
- gevoeligheid: 6,5 tot 14  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-sigitaal: 800  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 25  $\mu\text{V}$  max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 58°
- openingshoek vertikaal: 45°

## RPY102

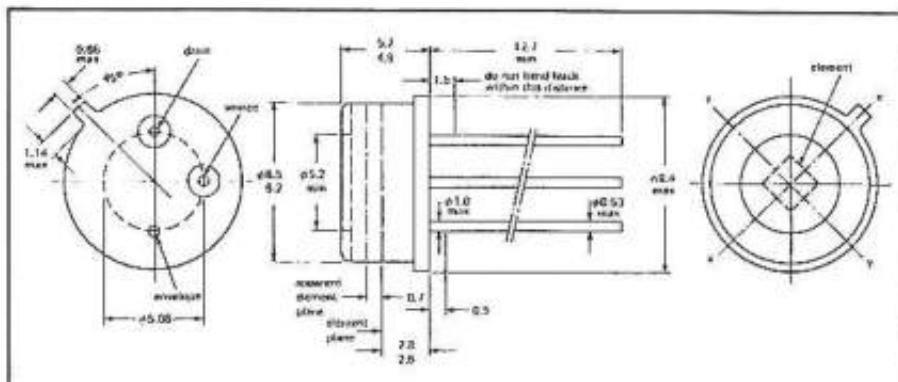
#### Beschrijving

De RPY102 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling is uitgevoerd als SOT-49 en bezit een optisch daglicht filter. De RPY102 heeft als voornaamste eigenschap een zeer lage eigen ruis van slechts 15  $\mu\text{V}$ .

**Technische gegevens**

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 37
- intern schema: figuur 33
- optisch filter: figuur 36
- gevoeligheid: 6,5 tot 14  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensor: 2 x 2 mm
- piek-sigitaal: 450  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 15  $\mu\text{V}$  max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 50°
- openingshoek vertikaal: 50°

**Figuur 37**  
Behuizing van de  
RPY102



## RPY103

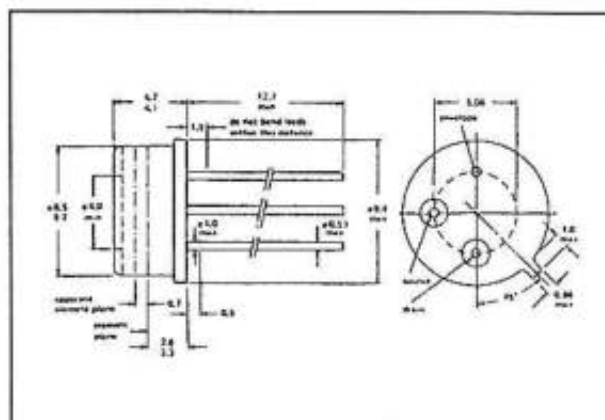
**Beschrijving**

De RPY103 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger. De schakeling heeft een tamelijk lage gevoeligheid en is voorzien van een daglicht filter.

**Technische gegevens**

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 38
- intern schema: figuur 35
- gevoeligheid: 6,5 tot 14  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensoren: 2 x 1 mm
- piek-sigitaal: 150  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 25  $\mu\text{V}$  max.
- voedingsspanning: 3 tot 10 V

**Figuur 38**  
Behuizing van de  
RPY103



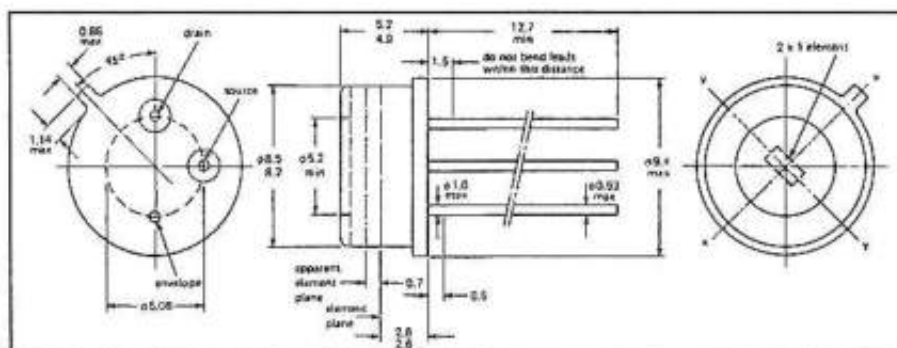
**RPY107**

**Beschrijving** De RPY107 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling is ondergebracht in een SOT-49 behuizing en heeft géén filter, zodat de optische bandbreedte vrij groot is. De RPY107 heeft een lage eigen ruisspanning.

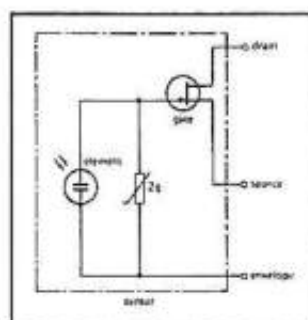
## Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 39
- intern schema: figuur 40
- optische bandbreedte: figuur 41
- gevoeligheid: 1 tot 15  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensor: 2 x 1 mm
- piek-sigitaal: 385  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 15  $\mu\text{V}$  max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 55°
- openingshoek vertikaal: 50°

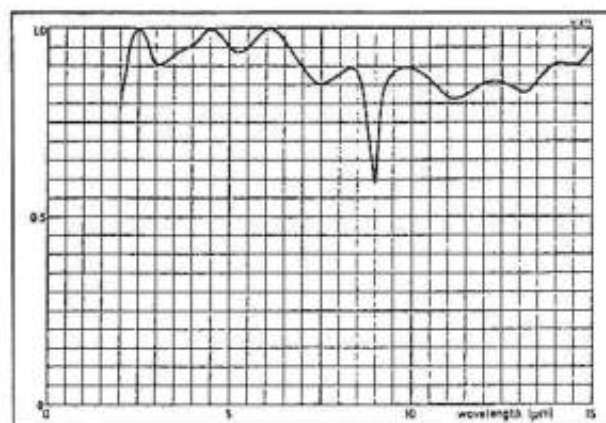
**Figuur 39**  
Behuizing van de  
RPY107 en RPY109



**Figuur 40**  
Intern schema van de  
RPY107 en RPY109



**Figuur 41**  
Doorlaatkarakteristiek  
van de filterloze  
RPY107 en RPY109





## RPY109

**Beschrijving** De RPY109 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De RPY109 wordt gekenmerkt door een zeer lage eigen ruisspanning en is, in grote lijnen, vergelijkbaar met de RPY107. Ook deze sensor is, bij gebrek aan optisch filter, zeer breedbandig.

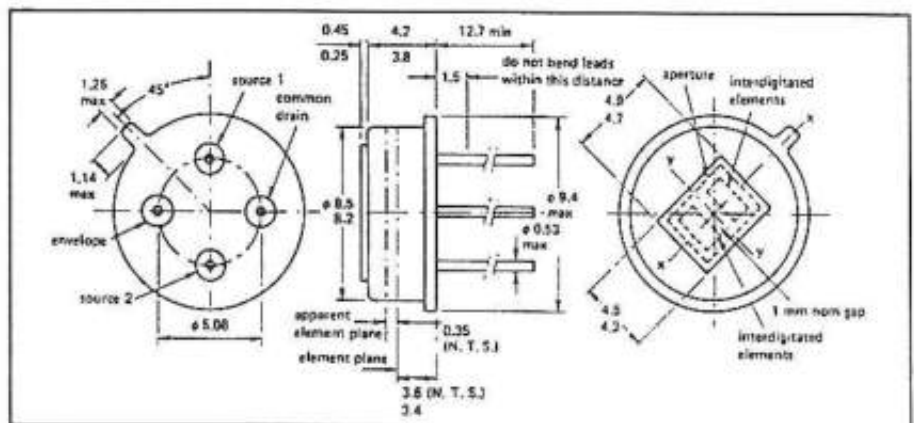
### Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 39
- intern schema: figuur 40
- optische bandbreedte: figuur 41
- gevoeligheid: 1 tot 15  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensor: 2 x 2 mm
- piek-sigitaal: 385  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 15  $\mu\text{V}$  max.
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 50°
- openingshoek vertikaal: 50°

## RPY222

**Beschrijving** De RPY222 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee systemen die ieder bestaan uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger. De twee sources worden separaat uitgevoerd. Het onderdeel is voorzien van een daglicht filter. De RPY222 is speciaal ontworpen voor het detecteren van vloeistof-niveaus en rookgassen.

**Figuur 42**  
Behuizing van de  
RPY222

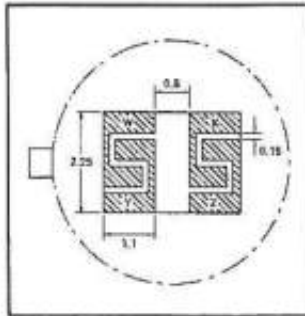


### Technische gegevens

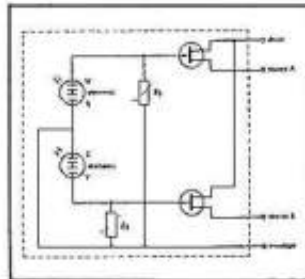
- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 42
- configuratie elementen: figuur 43
- intern schema: figuur 44
- optisch filter: figuur 45
- gevoeligheid: 6,5 tot 14  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensoren: 2,25 x 1,1 mm
- piek-sigitaal: 800  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 25  $\mu\text{V}$  max.

- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 tot 10 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz
- openingshoek horizontaal: 59°
- openingshoek vertikaal: 48°

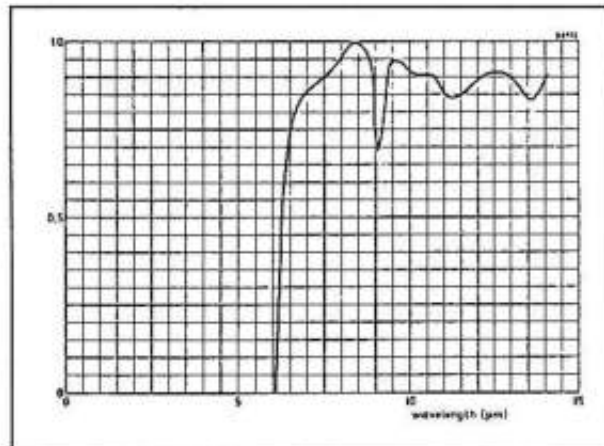
**Figuur 43**  
Configuratie van de  
vier pyro-elektrische  
sensoren in de  
RPY222



**Figuur 44**  
Intern schema van de  
RPY222



**Figuur 45**  
Doorlaatkarakteristiek  
van het optisch filter  
van de RPY222



## 406

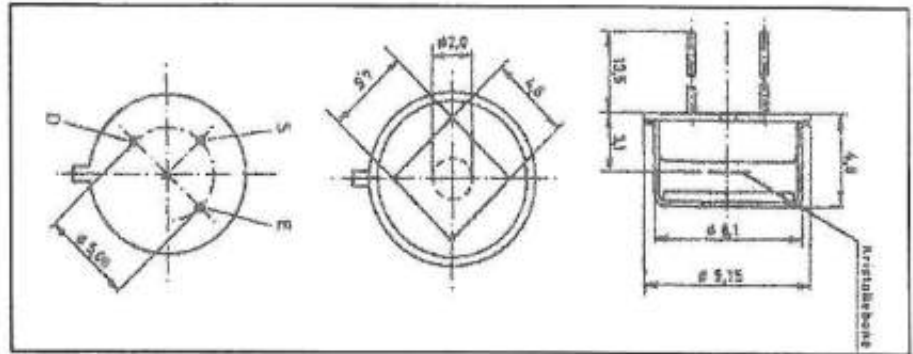
**Beschrijving** De 406 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling bevat een ronde sensor van 2,0 mm diameter en is voorzien van een daglicht filter.

**Technische gegevens**

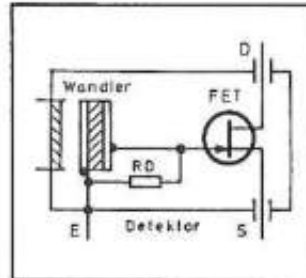
- fabrikant: onbekend
- behuizing: figuur 46
- intern schema: figuur 47
- gevoeligheid: 8 tot 14  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensor: 2 mm diameter
- piek-signaal: 360  $\mu\text{V}$  typisch
- piek-ruis: 25  $\mu\text{V}$  max.
- uitgangsimpedantie: 20 k $\Omega$

- voedingsspanning: 3 tot 15 V
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz

**Figuur 46**  
Behuizing van de 406



**Figuur 47**  
Intern schema  
van de 406



## LHi807

**Beschrijving** De LHi807 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één vierkante sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling heeft een breedbandig optisch filter, zodat geen onderdrukking van daglicht plaats vindt.

- Technische gegevens**
- fabrikant: onbekend
  - behuizing: figuur 46
  - intern schema: figuur 47
  - gevoeligheid: 2 tot 16  $\mu\text{m}$
  - afmetingen sensor: 1,5 x 1,5 mm
  - piek-sigitaal: 840  $\mu\text{V}$  typisch
  - piek-ruis: 18  $\mu\text{V}$  max.
  - voedingsspanning: 3 tot 15 V
  - uitgangsimpedantie: 10 k $\Omega$
  - frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz

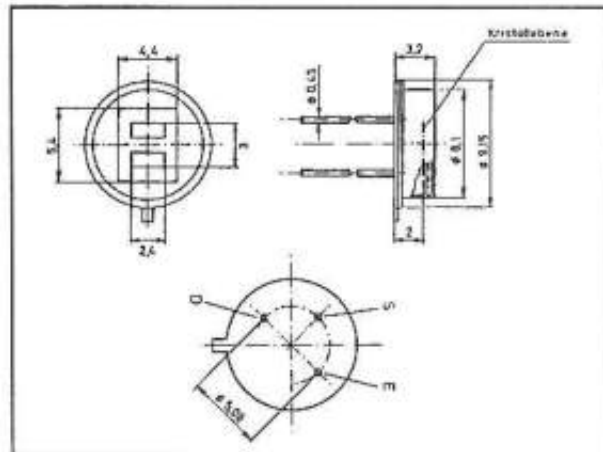
## LHi954

**Beschrijving** De LHi954 is een pyro-elektrische detector, opgebouwd uit twee sensoren, die worden afgesloten door een FET-volger. De schakeling is voorzien van een optisch filtertje, dat alle straling met golflengte kleiner dan 8  $\mu\text{m}$  weg filtert.

- Technische gegevens**
- fabrikant: onbekend
  - behuizing: figuur 48
  - gevoeligheid: 8 tot 14  $\mu\text{m}$
  - afmetingen sensoren: 3 x 1 mm
  - piek-sigitaal: 830  $\mu\text{V}$  typisch

- piek-ruis: 17  $\mu\text{V}$  max.
- voedingsspanning: 3 tot 15 V
- uitgangsimpedantie: 10 k $\Omega$
- frequentiebereik: 0,1 tot 20 Hz

**Figuur 48**  
**Behuizing van de**  
**LHi954**



**P2105**

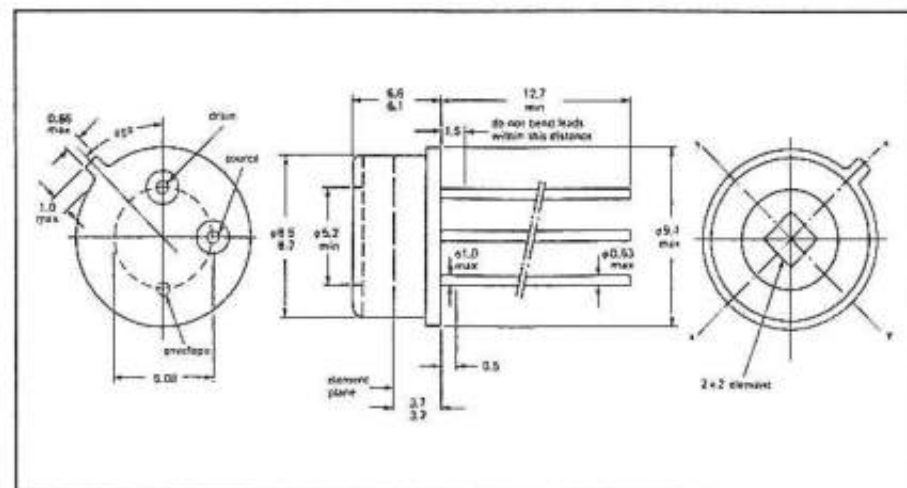
### Beschrijving

De P2105 is een speciale pyro-elektrische detector, opgebouwd uit één sensor, die wordt afgesloten door een FET-volger. De schakeling heeft als speciale eigenschap dat de sensoren gevoelig zijn tot straling met golflengte van 25  $\mu\text{m}$ . De P2105 is dan ook niet op de eerste plaats ontworpen voor het detecteren van personen, maar voor het detecteren van hete gassen en vloeistoffen, die een geheel ander stralingspatroon hebben.

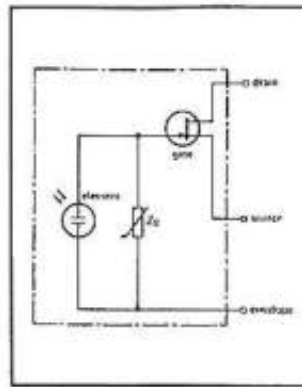
## Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 49
- intern schema: figuur 50
- gevoeligheid: 1,0 tot 25  $\mu\text{m}$
- afmetingen sensor: 2 x 2 mm
- gate-source cut-off: -0,5 V max.
- conductantie: 1,3 mA/V
- voedingsspanning: 3 V
- frequentiebereik: 10 tot 100 Hz
- openingshoek horizontaal: 60°
- openingshoek vertikaal: 60°

**Figuur 49**  
Behuizing van de  
P2105



**Figuur 50**  
Intern schema van de  
P2105

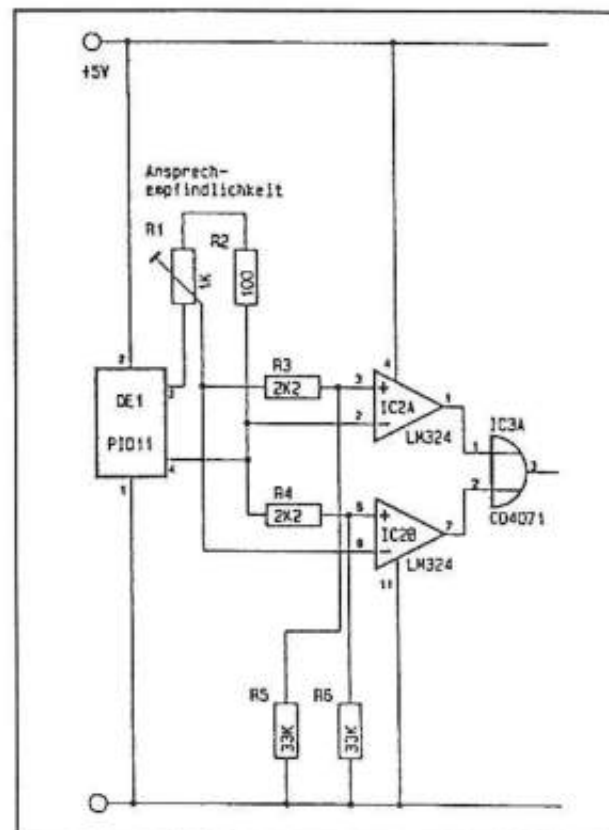


## Voorbeeldschakelingen

### Inbraakalarm met PID11

Figuur 51 geeft een eenvoudige schakeling van een inbraakalarm met een PID11 als basis. De twee uitgangen op pennen 4 (referentie) en 3 (uitgang) van de PID11 gaan naar de ingangen van twee comparatoren IC2A en IC2B. Deze twee comparatoren vormen, samen met de OR-poort IC3A, een venster-comparator. Als de uitgang een positieve puls genereert (warm bewegend voorwerp gedetecteerd), dan gaat de uitgang van IC2A naar "H". Hetzelfde gebeurt met de uitgang van IC2B als de spanning op pen 3 lager wordt dan de spanning op pen 4 (koud bewegend voorwerp gedetecteerd). De OR-poort zorgt ervoor dat in beide gevallen een "H" ontstaat op pen 3 van IC3A. De gevoeligheid van de schakeling is in te stellen met behulp van de instelpotentiometer R1. Ligt de looper van deze potentiometer aan de uitgang van de PID11, dan is de schakeling in de gevoeligste stand ingesteld en kunnen bewegende personen tot op een afstand van ongeveer 10 meter gedetecteerd worden.

**Figuur 51**  
Inbraakalarm rond  
een PID11

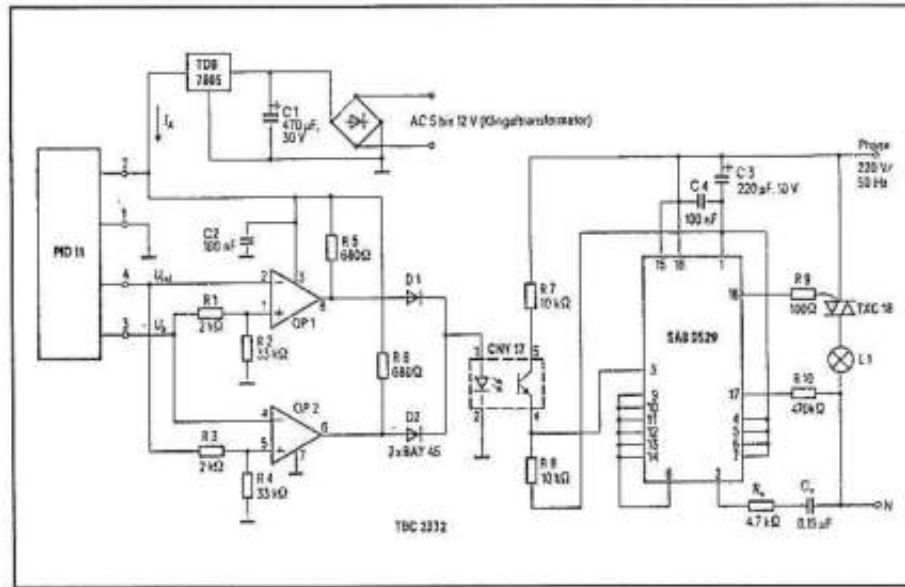




### Trappenhuis verlichting met PID11

Figuur 52 geeft een schakeling van een automatische trappenhuis verlichting met de PID11 als personendetector. De twee operationele versterkers OP1 en OP2 vormen hierbij de discriminator, die de uitgangsspanningen op de pennen 3 en 4 van de detector vergelijkt. De twee uitgangen worden door middel van de twee dioden D1 en D2 tot een OF-poort verknoopt. Wordt een persoon door de PID11 geregistreerd, dan zal de LED in de optische koppelaar CNY17 gestuurd worden. De fotogevoelige transistor in deze schakeling gaat geleiden en triggert de timer SAB0529. De verlichting L1 in het trappenhuis wordt rechtstreeks via een triac uit de timer gestuurd. Met de getekende onderdelen bedraagt de verlichtingstijd ongeveer 63 s.

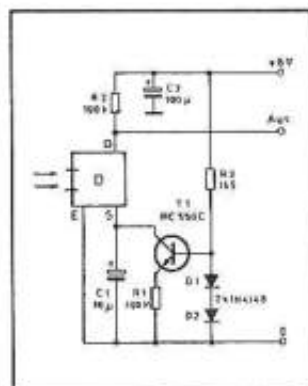
**Figuur 52**  
Trappenhuis  
automaat  
met een PID11



### Instellen van de RPY97

In figuur 53 is een schakeling getekend, waarbij een stroombron rond T1 wordt gebruikt voor het instellen van het werkpunt van de in de detector RPY97 ingebouwde FET. Het signaal wordt afgenomen van de drain. Vanwege de hoge impedantie van deze uitgang moet de versterker afgesloten worden door een hoog-impedante schakeling.

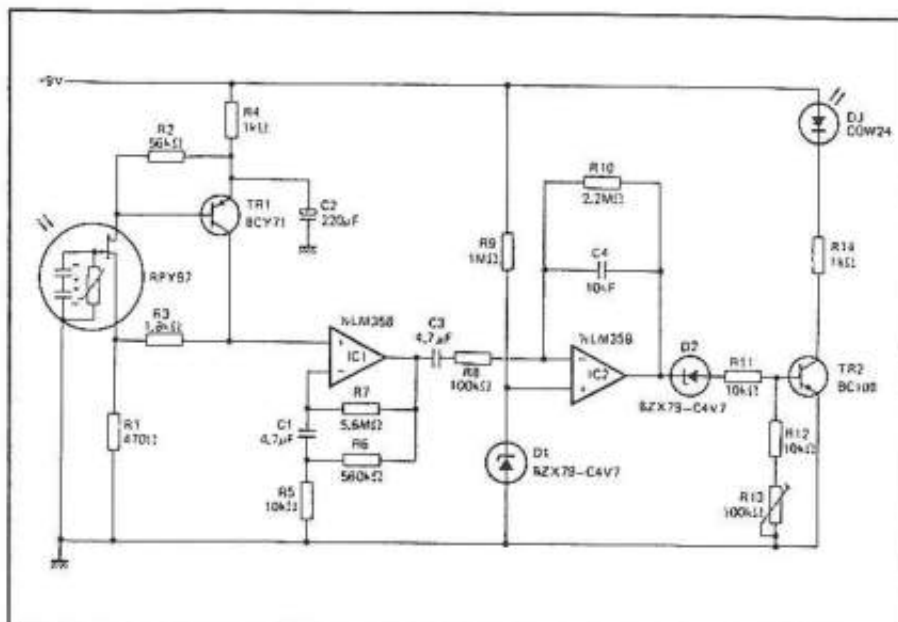
**Figuur 53**  
Instellen  
van de RPY97



### Gevoelige personen detector met RPY97

Bij de schakeling van figuur 54 wordt de RPY97 afgesloten met een transistor. Het voorversterkte signaal gaat nadien naar een op-amp versterker en wordt aangeboden aan een integrerende comparator. De zenerdiode D1 stelt de referentiespanning van de comparator in. Voorzien van een goede parabolische optiek is het met deze schakeling mogelijk personen tot op een afstand van 30 m te detecteren!

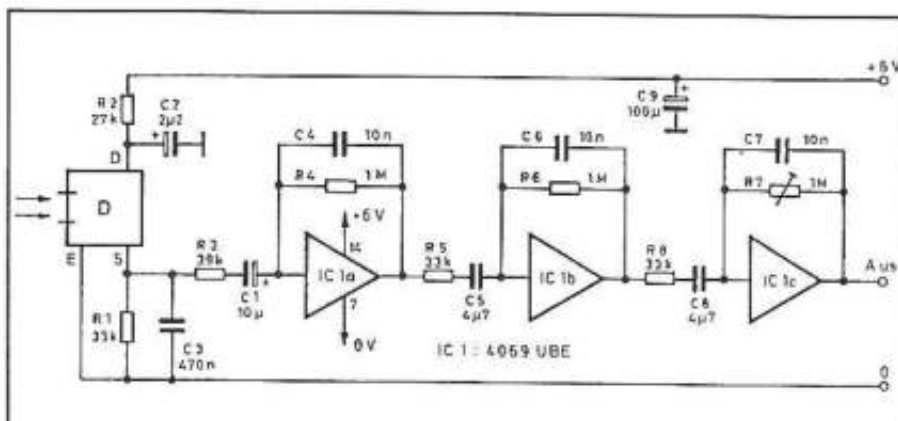
**Figuur 54**  
Zeer gevoelige  
personendetector  
met een RPY97



### Algemeen schema van een CMOS voorversterker

Bij de schakeling van figuur 55 wordt een CMOS-schakeling gebruikt als lineaire versterker. De inverters van de CD4069UBE worden door middel van de terugkoppelweerstand ingesteld in het lineaire gedeelte van hun karakteristiek. Door middel van de instelpotentiometer in de laatste trap is de totale versterking van de schakeling te regelen. De condensatoren, die in iedere terugkoppeling zijn opgenomen, vormen een laagdoorlaatfilter, waardoor de bandbreedte van de schakeling begrensd wordt tussen 0,4 Hz en 15 Hz. De uitgang staat in rust op een spanning die ongeveer gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Deze schakeling kan toegepast worden bij de meeste pyro-elektrische detectoren.

**Figuur 55**  
Een universeel  
toepasbare  
voorversterker met  
één CMOS IC

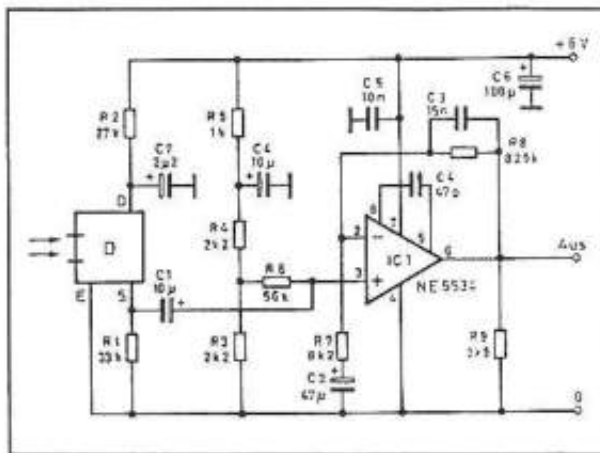


### Voorversterker met op-amp voor RPY102

Een universele voorversterker met enkelvoudig gevoede operationele versterker wordt voorgesteld in figuur 56. De detector is als source-volger geschakeld. De niet-inverterende ingang van de operationele versterker wordt door middel van de spanningsdeler ingesteld op een voorspanning die ongeveer gelijk is aan de helft van de voedingsspanning.

Het uitgangssignaal van de detector wordt via de condensator C1 aan deze ingang toegevoerd. De terugkoppeling tussen de uitgang van de op-amp, de inverterende ingang en de massa bepaalt de versterking van de trap. De condensatoren in deze terugkoppeling begrenzen de bandbreedte van de schakeling tot ongeveer 13 Hz.

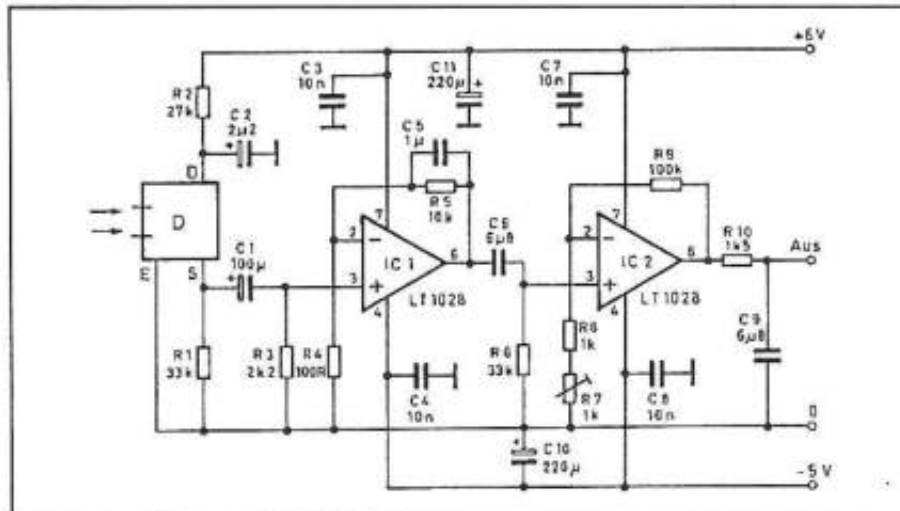
**Figuur 56**  
Voorversterker voor  
RPW102 met één  
operationele  
versterker



**Versterker voor  
RPW102 met  
extreem lage eigen  
ruis**

In figuur 57 wordt gebruik gemaakt van twee op-amp's die een eigen ruis hebben van slechts 35 nV binnen een bandbreedte van 0,1 Hz tot 10 Hz. Uiteraard moeten alle weerstanden van het MF-type zijn! De condensatoren rond en tussen de operationele versterkers bepalen de bandbreedte van de versterker op 0,7 Hz tot 15 Hz. Met de instelpotentiometer R7 kan de versterkingsfactor van de schakeling ingesteld worden tussen 5.000 en 10.000.

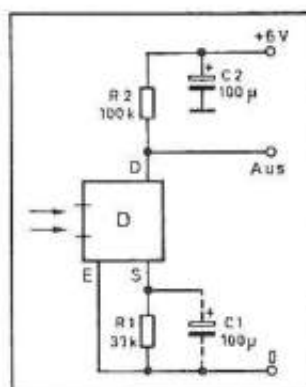
**Figuur 57**  
Schakeling van  
voorversterker met  
extreem lage eigen  
ruis



**Eenvoudige  
schakeling rond 406**

De meest eenvoudige afsluiting van de 406 geeft figuur 58, waarbij de interne FET wordt gebruikt als versterkertrap. De instelling van de trap wordt verzorgd via de source-weerstand R1. Zonder condensator C1 bedraagt de versterkingsfactor ongeveer 4. Met condensator zal de versterking enigszins stijgen. Let er op dat bij deze schakeling het uitgangssignaal in tegenfase is met het signaal dat door de sensor wordt gegenereerd!

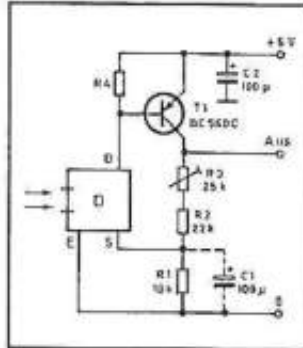
**Figuur 58**  
Eenvoudigste  
schakeling rond 406



### Tweetraps versterker rond 406

In figuur 59 is een schakeling getekend waarbij de interne FET van de 406 wordt opgenomen in een tweetrapsversterker met T1. De source van de FET wordt sterk tegengekoppeld, waardoor de spanningsversterking van de schakeling weliswaar klein is, maar de stabiliteit verbeterd. De versterking van de schakeling wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden  $R2+R3$  en  $R1$ . Zonder de condensator C1 bedraagt de maximale versterkingsfactor 6. Met condensator wordt deze waarde opgevoerd tot ongeveer 60. Als transistor wordt een speciaal ruisarm exemplaar uitgezocht, namelijk de BC560C.

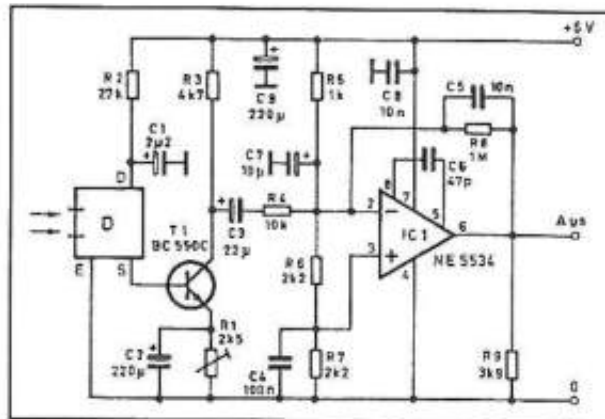
**Figuur 59**  
Tweetrapsversterker  
met een maximale  
versterking van  
ongeveer 60



### Voorbeeldschake- ling met LHi807

Een voorversterker voor de LHi807 is getekend in figuur 60, waarbij de eerste versterking door een ruisarme transistor BC550C wordt uitgevoerd en de naversterking door een operationele versterker. De transistor zorgt voor een 16-voudige versterking. De instelling van het werkpunt van deze trap wordt verzorgd met de emitterweerstand R1.

**Figuur 60**  
Tweetraps  
voorversterker voor  
de LHi807, met een  
totale versterking  
van 1.600



De daaropvolgende op-amp versterker heeft een spanningsversterking van 100. De condensatoren C3, C5 en C7 zorgen voor een bandbreedtebeperking tot 10 Hz.







**Jos Verstraten**

# **Groot elektronische sensoren boek**

**328 pagina's  
502 illustraties**

**ISBN 90-805610-1-0**

**NUR 959**

**SISO 663.14**



Sensoren zijn niet meer weg te denken uit de moderne elektronica. Immers, steeds meer fysische processen worden elektronisch gecontroleerd en geregeld. Zonder sensoren zou dit niet mogelijk zijn. Voor iedere elektronicus, beroeps of hobbyist, is basiskennis over werking en functie van sensoren onontbeerlijk.

Vego VOF heeft het initiatief genomen die basiskennis op een gemakkelijk toegankelijke manier samen te bundelen in één publicatie: Vego's "Groot elektronische sensoren boek". Het "Groot elektronische sensoren boek" is volledig op de praktijk toegeschreven. Van alle soorten sensoren worden de fysische werkingsprincipes beschreven, de toepassingsbereiken, de leverbare typen en héél veel voorbeeldschakelingen.

Het "Groot elektronische sensoren boek" behandelt de volgende sensoren:

- \* druk sensoren;
- \* gas en rook sensoren;
- \* Hall-effect sensoren;
- \* kantel sensoren;
- \* magneto-resistieve sensoren;
- \* pyro-elektrische sensoren;
- \* analoge temperatuur sensoren;
- \* thermokoppel versterkers;
- \* sensoren voor afstandsmetingen;
- \* vocht en vloeistofniveau sensoren.

Het "Groot elektronische sensoren boek" is een must voor iedereen die met elektronica te maken heeft, als beroep, studie of hobby.

